

# Trabajo Fin de Grado

## Ingeniería de Tecnologías Industriales

### Medidas para la Mejora de la Compatibilidad Electromagnética en Convertidores en Fuente de Tensión (VSC)

Autor: Álvaro González Muñoz

Tutor: Manuel Barragán Villarejo

**Dpto. Ingeniería Eléctrica**  
**Escuela Técnica Superior de Ingeniería**  
**Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2021







Trabajo Fin de Grado  
Ingeniería de Tecnologías Industriales

# **Medidas para la Mejora de la Compatibilidad Electromagnética en Convertidores en Fuente de Tensión (VSC)**

Autor:

Álvaro González Muñoz

Tutor:

Manuel Barragán Villarejo

Profesor Contratado Doctor

Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2021



Trabajo Fin de Grado:    Medidas para la Mejora de la Compatibilidad Electromagnética en Convertidores en Fuente de Tensión (VSC)

Autor:            Álvaro González Muñoz  
Tutor:            Manuel Barragán Villarejo

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:



# Resumen

---

**E**l presente trabajo nace de la propuesta del departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Sevilla de un estudio que conduzca a la mejora de la compatibilidad electromagnética de convertidores en fuente de tensión en estado de desarrollo experimental. Estos convertidores se operan mediante la técnica de modulación de ancho de pulso (de sus siglas en inglés PWM) y se encuentran conectados a la red. En esta tecnología existen, de forma inherente, frecuencias de rango suficiente para producir interferencias acopladas de forma parásita en diferentes partes del sistema. En el presente proyecto se proponen medidas para evitar dicho acoplamiento, previa explicación del fenómeno físico.



# Abstract

---

The work presented is developed in response to a proposal by the Department of Electrical Engineering of the University of Seville. This is a study that leads to the improvement of the electromagnetic compatibility of voltage source converters experimentally developed.. Said system is a grid tied inverter that operates through PWM (Pulse Width Modulation), in which there are inherent frequencies of sufficient level to produce coupling in different parts of it. This work proposes measures to avoid the aforementioned coupling, after the explanation of the physical phenomenon.





# Índice

---

<i>Resumen</i>	I
<i>Abstract</i>	III
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Definiciones previas	1
1.2 Evolución de las EMI	2
1.3 Antecedentes en el convertidor en estudio	4
1.4 Objetivos	5
1.5 Normativa Europea	5
<b>2 Fundamentos de EMC</b>	<b>7</b>
2.1 Generalidades y clasificación de EMI	7
2.2 Modos común y diferencial de la corriente en un problema de EMC	9
2.3 Emisiones conducidas	11
2.3.1 Red artificial de estabilización de impedancias de línea (LISN)	11
2.4 Emisiones radiadas	12
2.4.1 Modelo para emisiones debidas al modo diferencial	14
2.4.2 Modelo para emisiones debidas al modo común	16
2.4.3 Modelo de susceptibilidad	19
2.5 Tipos de acoplamiento	21
2.5.1 Acoplamiento por impedancia común	21
2.5.2 Acoplamiento capacitivo	21
2.5.3 Acoplamiento inductivo	22
<b>3 Descripción del sistema en su estado actual</b>	<b>25</b>
3.1 Causas de las interferencias en el sistema	26
3.2 Circuito de potencia	27
3.3 Circuito de control	29
<b>4 Medición de EMI en el equipo actual</b>	<b>33</b>
4.1 Ensayo en modo diferencial 1	34
4.2 Ensayo en modo diferencial 2	36
4.3 Ensayo en modo común	38

<b>5</b>	<b>Propuestas de mejora para el sistema actual</b>	<b>43</b>
5.1	Modelo de ruido	43
5.2	Filtrado EMI	47
5.2.1	Filtro de red	48
5.2.2	Filtro de modo común	50
5.3	Cableado	52
5.4	Ubicación de componentes	54
5.5	Consideraciones de puesta a tierra	56
5.5.1	Esquema de puesta a tierra	56
5.5.2	Puesta a tierra de las pantallas	59
<b>6</b>	<b>Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>65</b>
	<i>Índice de Figuras</i>	67
	<i>Bibliografía</i>	71

# 1 Introducción

---

*When you can measure what you are speaking about and express it in numbers you know something about it; but when you cannot measure it, when you cannot express it in numbers your knowledge is of meagre and unsatisfactory kind; it may be the beginning of knowledge but you have scarcely progressed in your thoughts to the stage of science whatever the matter may be.*

LORD KELVIN

Todas las diferentes disciplinas de la ingeniería, así como de la ciencia en general, sufren con el tiempo una evolución. Dicha evolución, en el caso de las tecnologías, viene marcada por motivos de muy diversa índole. Bien se podrían clasificar tales motivos en dos clases: Los que vienen de una necesidad social y aquellos que se dan por el surgimiento de un impedimento técnico o social. Veremos que la disciplina que aquí se atiende es una combinación de ambos. Es decir, hay ciertos avances eléctricos y electrónicos que pueden ser fruto de necesidades sociales, pero que desvelan una serie de problemas que hasta ese momento no se conocían. Se tratará en esta sección de dar el contexto necesario para entender mejor la evolución de la compatibilidad electromagnética y de ubicar en ese contexto el presente trabajo y su importancia, así como de establecer los objetivos que persigue.

## 1.1 Definiciones previas

La norma IEC 61000 define la interferencia electromagnética (en adelante EMI, de sus siglas en inglés) como *la degradación del rendimiento de un equipo, canal de transmisión o sistema causado por una perturbación electromagnética*. Entendiendo perturbación e interferencia como causa y efecto respectivamente.

Asimismo, la misma norma define la Compatibilidad Electromagnética (en adelante EMC) de un equipo o sistema como *la capacidad para funcionar satisfactoriamente en su ambiente electromagnético sin introducir disturbios intolerables en dicho ambiente*.

De estas definiciones debemos notar principalmente dos cosas. Por un lado, que en un ambiente electromagnético se diferencian emisores y receptores (perturbador y perturbado).

Por otro, hay que remarcar que un sistema electromagnéticamente compatible debe cumplir con los límites establecidos por la norma (como también se analizará posteriormente) siendo considerado emisor y también receptor. Es decir, debe soportar las señales de ruido a las que se ve sometido sin que afecten a su funcionamiento, y a su vez debe no emitir determinados niveles de ruido, impuestos también por la normativa vigente.

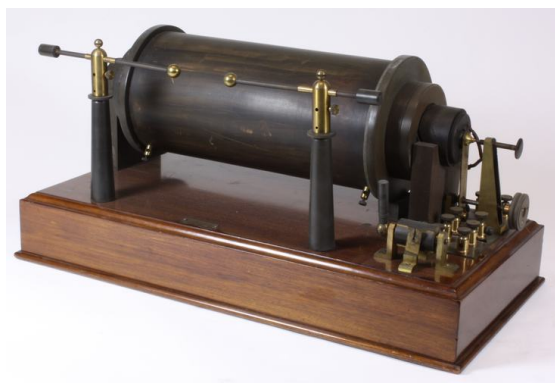
## **1.2 Evolución de las EMI**

El uso de señales de alta frecuencia ha dotado a la tecnología de una mayor sofisticación, como mejores redes de telecomunicación, inversores de potencia más precisos, o mejores procesadores. Por motivos sobre los que se pondrá el foco más adelante, esta alta frecuencia trae consigo un peaje que se paga en forma de interferencias electromagnéticas. Las primeras aplicaciones de alta frecuencia fueron de telecomunicación inalámbrica, pero hoy en día, debido al gran rango de aplicación de los sistemas digitales, se ven también en sistemas de potencia, como el que trata este proyecto, generando, también en éstos, señales de ruido que dificultan el control.

Aun así, las interferencias electromagnéticas existen desde antes de que fuera común el uso de tecnologías de telecomunicación inalámbrica. La diafonía es un fenómeno electromagnético en el que un circuito es capaz de transmitir una señal a otro a través de sus conductores sin que estos se encuentren en contacto. Alrededor del año 1900 se daban casos de diafonía entre cables de líneas de distribución eléctrica y de telefonía en los tramos en que se compartía la ruta. Esto fue especialmente problemático cuando se aumentó la tensión de las líneas. Para solucionar esto, se ideó la transposición de conductores, que consistía en situar los conductores en posiciones alternantes, de forma que los campos magnéticos podían cancelarse parcialmente, atenuándose su efecto.

La primera transmisión transatlántica sin cables data de 1901 y fue gracias al telégrafo de Marconi, el cual generaba las ondas electromagnéticas gracias a una chispa (spark gap). Una réplica de este transmisor se muestra en la figura 1.1. Todavía existían pocos receptores y se encontraban muy separados, por lo que aún no se constataban problemas de interferencias. Esto cambió a los pocos años, con el aumento del uso de esta nueva tecnología. El spark gap generaba señales de un ancho de banda muy amplio, mientras que los receptores se encargaban de amplificar solo una banda estrecha de este rango. Esto hacía que todos los receptores estuvieran realmente en el mismo canal, y se hiciera común tener problemas de compatibilidad. Prácticamente, la única medida para evitar interferencias era directamente denegar recepciones de mensajes para no entorpecer el recibimiento de otros o el propio envío. Obviamente, este no era el mejor método y trajo desastres como el del Titanic en 1912. Cuando el buque Californian trató de avisar al Titanic de la existencia de un gran iceberg en las proximidades, el Titanic se encontraba en ese momento enviando mensajes a familiares de los pasajeros y rechazó la comunicación del Californian.

La intensa actividad militar de años posteriores fue la siguiente causa del incremento de problemas de interferencia. Durante la primera guerra mundial aún no existía una carga electromagnética importante en la tecnología, pero ya se daban ejemplos de interferencias cuando las bujías de los motores de los vehículos emitían un pulso electromagnético (PEM) que interfería con algún equipo de radio cercano. Ya en la segunda guerra mundial se intensificó el uso de radares y radios, dando lugar a una mayor generación de interferencias.



**Figura 1.1** Réplica del spark-gap usado en 1914.

Se hizo entonces necesaria la fundación de organizaciones que regularan la fabricación de los componentes electrónicos. En Europa se fundó en 1933 la International Special Committee on Radio Interference (CISPR) que, después de la segunda guerra mundial, comenzó a recomendar las técnicas de medición más apropiadas en aquel momento para identificar problemas de interferencias. Además fue el primer organismo en establecer valores límite de emisiones. Por su parte, Estados Unidos creó la FCC (Federal Communications Commission) en 1934, que se encargó de regular el uso de las telecomunicaciones. En ese mismo año Alemania creaba la VDE (Verband Der Elektrotechnik). En España no se comenzaron a redactar normas técnicas particulares sobre EMC hasta 1986, año en que se creó AENOR (Asociación Española de Normalización y certificación).

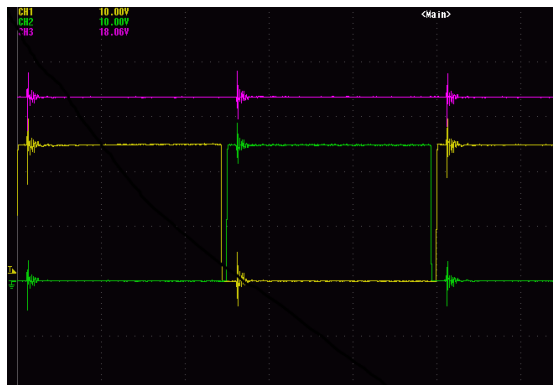
En las décadas posteriores a la segunda guerra mundial se sucedieron invenciones que aumentaron exponencialmente los problemas de interferencias. Los componentes de electrónica de alta densidad como el transistor bipolar en los años 50s, los circuitos integrados en los 60s y los microprocesadores en los 70s son los ejemplos más importantes, no sólo por el empleo de señales de alta frecuencia, sino también por el volumen de fabricación acelerado que fueron desarrollando.

La tendencia de finales de los 70s era la integración de sistemas digitales, que venían a sustituir a los analógicos. El incremento de las velocidades de conmutación y el cada vez menor tamaño de los circuitos impresos explicaban dicha tendencia, la cual se sigue extendiendo hoy día. Por todo ello, los problemas de EMI fueron creciendo en número e importancia, por lo que las organizaciones competentes fueron estableciendo límites de emisión un poco más exigentes con el tiempo. Así hizo, por ejemplo, la americana FCC en 1979. Todos los dispositivos debían salir al mercado cumpliendo los límites impuestos, por lo que el esfuerzo e inversión en materia de EMC fueron también creciendo.

La influencia del mundo militar también ha conducido a avances en el campo de la EMC. Por ejemplo en Estados Unidos, a través de la MIL-STD-461, se impusieron los primeros límites de susceptibilidad electromagnética. El propósito de los primeros límites impuestos era el de evitar la contaminación electromagnética en el ambiente. Un dispositivo que cumple los requisitos de emisión puede aún ser afectado por interferencias de otros que se encuentran en su entorno. En cambio, si el dispositivo cumple con la exigencia de susceptibilidad, éste debe funcionar también correctamente en un entorno EMI adverso. Además, la EMC se encuentra muy presente en la guerra debido al uso intencionado de interferencias, ya sea para deshabilitar tecnología enemiga o bien para dar falsa información [18], [7].

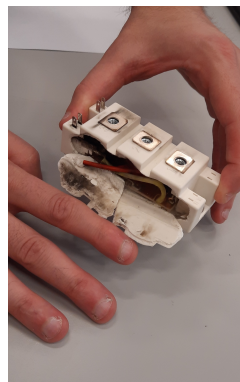
### 1.3 Antecedentes en el convertidor en estudio

En convertidores de potencia, los fallos suelen deberse a una falta de desacoplo del circuito de control respecto de la parte de potencia. Son sistemas en los que la proximidad de ambas partes es en muchos casos inevitable, por lo que se hace necesario, como mínimo, una correcta puesta a tierra acompañada del uso de cables apantallados. En el caso del convertidor objeto de estudio se observa una perturbación en la señal de control, como se muestra en la figura 1.2. Esta forma de onda con sobreoscilación no deseada se suele



**Figura 1.2** Señal de control del sistema objeto de estudio con un efecto de ringing.

denominar ringing, y puede deberse a diversos motivos, como reflexión de la onda cuando existe un cambio en la impedancia. No obstante, no hay que descartar que se deba al voltaje en modo común del convertidor, es decir, EMI, como se analizará en los capítulos siguientes. Si esta sobreoscilación tiene una amplitud suficiente, pueden darse errores de control, que se pueden traducir en cortocircuitos debidos a la apertura de varios interruptores IGBT al mismo tiempo, lo cual da lugar al fallo general del sistema y el deterioro del equipo. Un fallo similar ocurrió en el sistema objeto de estudio, como se muestra en la imagen 1.3, que impulsó la propuesta de este trabajo.



**Figura 1.3** Transistor IGBT del sistema objeto de estudio destruido debido a un cortocircuito.

## 1.4 Objetivos

No abundan, en las escuelas de ingeniería, asignaturas que traten la compatibilidad electromagnética con la importancia que esta tiene a día de hoy para las empresas, que a veces se encuentran con problemas para lanzar al mercado sus productos por no pasar ciertos test de EMC. El estudio a posteriori para paliar estos problemas suele ser caro y difícil. Este trabajo pretende ser un buen punto de partida para el estudio EMC de cualquier estudiante de ingeniería, referenciando material valioso para su estudio en mayor profundidad y aplicando ciertos conceptos a un caso práctico.

En cuanto al objetivo técnico, este se puede resumir en la recopilación de medidas que son factibles implementar para la mejora de la compatibilidad electromagnética del convertidor objeto de estudio, que es descrito en el capítulo 3. Este objetivo se puede desglosar asimismo en los siguientes puntos:

1. Plantear diferentes formas de medición y estimación de interferencias conducidas.
2. Revisión de la puesta a tierra.
3. Revisión de cableado.
4. Propuesta de filtros.
5. Revisión de la ubicación de los componentes.

## 1.5 Normativa Europea

La directiva EMC en Europa (2014/30/UE) entró en vigor en 2016. Esta directiva abarca todos los productos eléctricos y electrónicos excepto automóviles (regulación 10, Marca de la UNECE), aeronáutica y equipo médico, que cuenta con su propia directiva EMC. Existe asimismo una extensa lista de normativas referente a EMC, que son redactadas por agencias especializadas como el IEC (International Electrotechnical Commission) o el CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques). La aplicación de un conjunto de estas normas puede o no ser obligatorio, aunque su uso es aconsejable siempre, ya que dan las pautas necesarias para que un producto en particular consiga el cumplimiento de la citada directiva. Es importante tener presente que el diseño particular de las características EMC de un producto debe hacerse en base a dos criterios: El del apartado técnico del producto, es decir, para que funcione adecuadamente y sin interferencias, pero también el de la directiva EMC. Esto significa que se puede estar diseñando un producto aparentemente sin problemas de compatibilidad electromagnética, pero que no cumpla alguna parte de la directiva EMC, o al revés, que estemos cumpliendo la norma pero dicha norma no asegure el correcto funcionamiento del producto. El mapa normativo de compatibilidad electromagnética se puede dividir en cuatro niveles:

1. Normas básicas
2. Normas generales
3. Normas para familia de productos
4. Normas de producto

Esta división se debe a que es imposible definir condiciones de compatibilidad para cada producto existente. De esta forma, si un producto en particular no tiene una normativa de producto, le será de aplicación la de su familia de producto o, en su defecto, una norma genérica. Estas normas establecen límites tanto de emisiones como de susceptibilidad (inmunidad). Las normas básicas, por su parte, incluyen principalmente información relativa a cómo deben hacerse los ensayos y e incluyen límites a modo general. Además, sirven como referencia para la elaboración de normas particulares de productos. Como ejemplos podemos citar la CISPR 16, sobre técnicas de medición y ensayo tanto de emisiones como de susceptibilidad, o la CISPR 17, sobre métodos de medición de los elementos pasivos de filtrado. La norma europea EN 55032 hace una división general de los equipos eléctricos en aquellos de uso industrial (clase A) y de uso residencial o doméstico (clase B). En el caso de estudio, ya que los convertidores de potencia no se encuentran definidos en ninguna norma de producto o tipo de producto específico, se ubican en la clase A y se diseña para que cumpla con los límites de emisiones y susceptibilidad. En cuanto a los ensayos de radiación, no será necesario en este caso particular, ya que estos solo están prescritos para frecuencias a partir de 30 MHz, que como se verá en el capítulo 3, es un rango de frecuencias superior al del convertidor.



## 2 Fundamentos de EMC

---

**E**n este capítulo se tratará de exponer los principios relativos a EMC más importantes, dando mayor relevancia a aquellos puntos que son susceptibles de jugar un papel importante en el sistema objeto de estudio. Una aplicación de este análisis teórico sobre dicho sistema se hace en el capítulo 5.

### 2.1 Generalidades y clasificación de EMI

La relación que se da entre los dispositivos causantes o receptores de interferencias puede ser en muchos casos compleja, de forma que, en la práctica, usualmente se dan varios fenómenos al mismo tiempo. Resulta por tanto útil saber desgranar el problema, para después poder actuar en consecuencia, implantando las medidas adecuadas en cada caso.

Tal como se apuntaba en el punto 1.1, un dispositivo (o sistema) será electromagnéticamente compatible si cumple tres requisitos [18]:

1. No causa interferencia con otros sistemas.
2. No es susceptible ante emisiones de otros sistemas. Entendiendo susceptibilidad como el grado de vulnerabilidad ante una perturbación.
3. No causa interferencia consigo mismo.

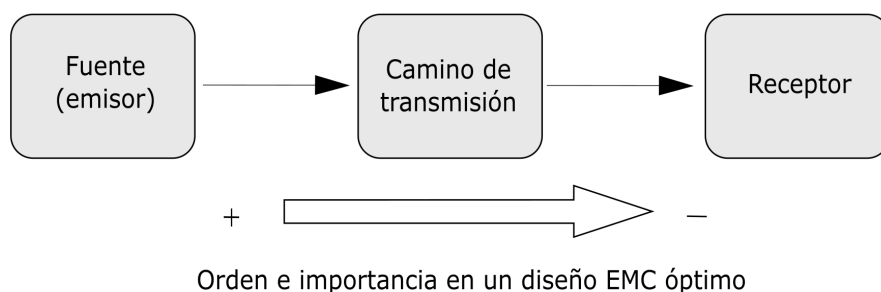
Es decir, puede darse el caso de estar recibiendo señales indeseadas, pero que estas no supongan ninguna anomalía.

Una primera clasificación se hace sobre el carácter intencionado o no intencionado de la interferencia, lo cual se ilustra mejor con un ejemplo en el terreno de las telecomunicaciones. Una estación emisora de radio puede emitir una señal a una determinada frecuencia y esta ser captada por el receptor. Se consideraría que tanto el emisor como el receptor son dispositivos y equipos intencionados. En cambio, una componente de esta señal podría ser captada por otra estación receptora. En este caso está entrando en juego un receptor (y un camino) que no es intencionado. Se deduce de aquí, por tanto, otra clasificación, en términos de qué papel juegan los dispositivos en un problema de EMI, según sea emisor, receptor o el camino o modo de transferencia de la señal.

De esta forma se ilustra al mismo tiempo que la actuación a la hora de mitigar las interferencias deberá hacerse sobre alguno(s) de estos tres agentes. Dichas actuaciones, por tanto, se pueden clasificar en las siguientes:

1. Mitigar la emisión de la fuente.
2. Hacer que el camino de transmisión sea ineficiente.
3. Hacer al receptor menos susceptible a las interferencias.

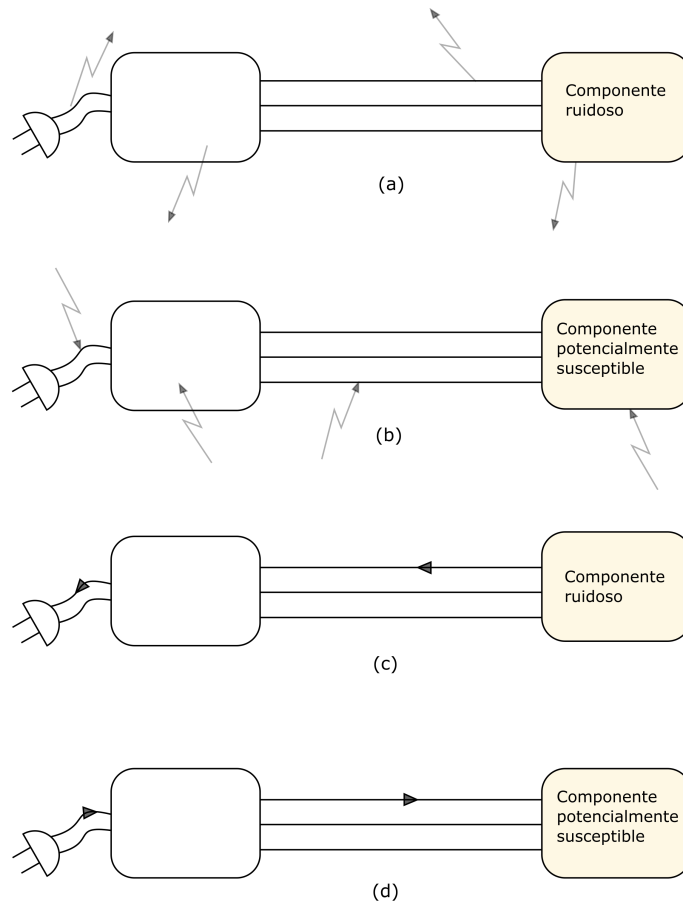
La figura 2.1 trata de hacer notar, además, que un diseño teniendo en cuenta la compatibilidad electromagnética, debe de hacerse paralelamente con el resto del diseño del dispositivo para la aplicación que vaya a tener. Lo más eficiente será que, si un equipo va a ser potencialmente emisor, sus primeros diseños ya estén enfocados a que emita el menor nivel de interferencias posible. Así, el resto de medidas a tomar en su entorno de trabajo (aquellas que actúen sobre el camino y sobre los potenciales receptores) serán más fáciles de implementar y menos costosas económicamente hablando. Además, las medidas a posteriori sobre los propios emisores y receptores son normalmente complicadas de llevar a cabo sin afectar al funcionamiento normal del dispositivo. Una última clasificación para



**Figura 2.1** Agentes que intervienen en un problema de EMC.

la completa exposición de la problemática de EMI debe hacerse en cuanto a los modos de transferencia de energía EMI posibles, que en un escenario real aparecerán normalmente combinados.

Típicamente, las frecuencias altas hacen que los caminos sean mucho más fácilmente acoplables. Esto es así debido a que se generan capacidades parásitas en puntos indeseados del sistema, y éstas necesitan de una distancia menor para que almacenen un campo eléctrico y ejerzan los mismos mecanismos que un condensador. Otro mecanismo es posible a muy alta frecuencia, cuando se abre la posibilidad de que las ondas electromagnéticas se propaguen, cubriendo distancias mayores y creando la posibilidad de que existan antenas accidentales que recojan parte del espectro de frecuencia. Estas dos formas de transmitir interferencias son incluidas en la literatura sobre EMI en un mismo grupo, que son las emisiones radiadas. En los puntos en los que la interferencia circula en forma de corriente por alguna parte conductora del sistema, el tipo de EMI se denomina conducida. En la figura 2.2 se ilustran 4 escenarios posibles. La figura (a) se trata de un componente emisor de interferencias, que debido a sus características de alta frecuencia es capaz de radiar EMI a través del propio componente y también a través de los cables y equipos a los que se conecta. En el caso (b) se tiene el caso opuesto al anterior: Un componente que recibe EMI radiada y que por ello podría sufrir fallos. En (c) se tiene el mismo caso que en (a), solo que en este caso no se va a producir acoplamiento por radiación ya que la frecuencia de la corriente no es suficiente para ello. Aún así, este ruido puede llegar a otro equipo de forma conducida si ambos comparten parte del circuito, y dar lugar también a fallos en el



**Figura 2.2** Las 4 situaciones de EMI: (a) emisión radiada; (b) susceptibilidad a EMI radiada; (c) emisión conducida; (d) susceptibilidad a EMI conducida.

sistema. Por último, el caso (d) se trata del caso opuesto a (c), en el que un equipo recibe las interferencias de forma conducida por compartir parte del circuito.

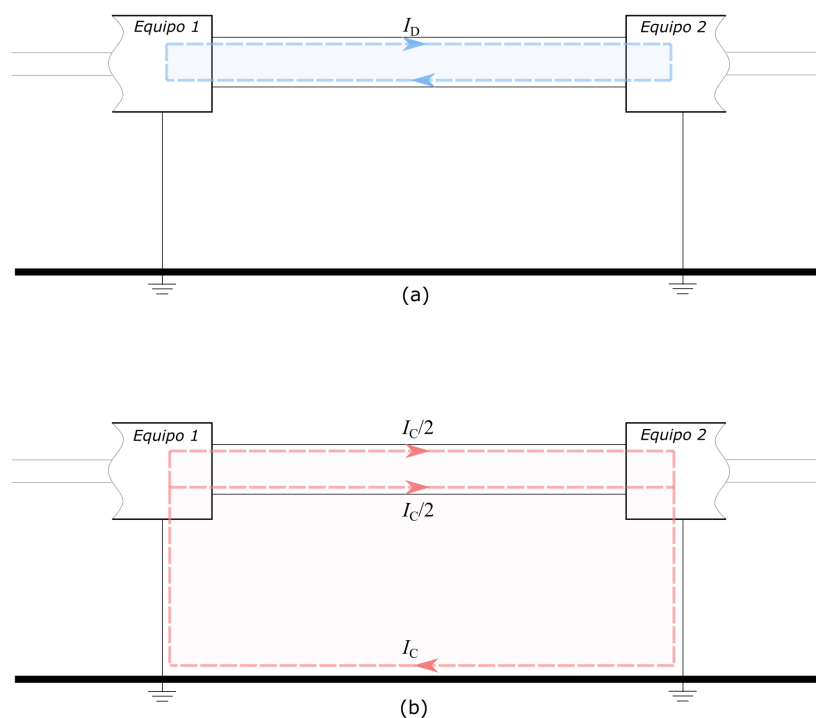
## 2.2 Modos común y diferencial de la corriente en un problema de EMC

La mitigación de las interferencias se lleva a cabo mediante técnicas de desacoplo y atenuación que pueden ser simples además de efectivas, pero cuya elección y diseño dependen de la forma o modo en que circula el ruido por los circuitos. Por ello, aunque dichos modos suelen coexistir, conviene hacer una diferenciación entre ellos. Se debe aclarar que esta diferenciación es independiente de la que se hizo en el apartado anterior, es decir, las interferencias pueden darse de forma conducida o radiada tanto en modo común como en modo diferencial.

Por un lado, el modo diferencial es aquel en el que la corriente circula desfasada (en dirección opuesta) por los conductores de una línea, como se esquematiza en la figura 2.3 (a). Cabe recalcar que, típicamente, las señales o corrientes de interés, es decir, distintas del ruido, circulan en modo diferencial. Este puede ser el caso de un cable de un sistema de control que envía y recibe señales en modo diferencial, o incluso en una aplicación de potencia trifásico. Las corrientes desfasadas  $120^\circ$  en un sistema trifásico son también corrientes en modo diferencial.

Por otra parte existen las corrientes en modo común, esto es, que viajan en fase por los distintos conductores que conectan los dispositivos. Esto facilita su medida, ya que, al estar en fase, su suma no es cero, y por tanto es posible medirlas aisladamente sin más que rodeando los diferentes conductores con una pinza amperimétrica. No obstante, dan una serie de problemas diferentes al modo diferencial y de mayor importancia. En todos los casos son componentes indeseadas. Tal como se muestra en la figura 2.3 (b), la corriente en modo común circula por el circuito de tierra.

Aunque a veces las causas de estas corrientes en modo común no son obvias algunas pueden ser la inestabilidad de la masa del circuito, acoplamientos debidos a capacidades parásitas (donde la alta frecuencia juega un papel importante) o desacoplo de la alimentación insuficiente [6]. Incluso la componente EMI en modo diferencial puede dar lugar a una componente en modo común si existen desequilibrios en la carga o la alimentación.



**Figura 2.3** Modos (a) diferencial y (b) común de la corriente EMI.

Otro aspecto importante es que la corriente en modo común forma un bucle mayor que el formado por la corriente en modo diferencial, tal como se ve en la figura 2.3, contaminando también el plano de tierra. Esto supone que todos los equipos conectados al mismo circuito de tierra son susceptibles de sufrir interferencias si no se implementan técnicas de desacoplo, que serán tratadas en los puntos siguientes.

Además, como se verá en el apartado 2.4, las corrientes en modo común, al estar en fase, suman las componentes de los campos electromagnéticos que radian y se acoplan con otras partes del circuito, por lo que son más dañinas. Las corrientes en modo diferencial, por su parte, tienen un efecto de cancelación de campos debido al desfase que tienen entre sí.

## 2.3 Emisiones conducidas

Las componentes de interferencias que circulan por un medio físico sólido (conductores) de un sistema eléctrico son el camino para las emisiones conducidas. Éstas deben ser la primera medición a la hora de abordar un problema de EMI, y la primera toma de decisiones debe tener su objetivo en minimizar estas emisiones. De estas emisiones conducidas dependerá, en gran parte, la capacidad de radiar que tendrán las antenas accidentales del sistema.

Además, en una aplicación de generación de energía eléctrica a partir de energías renovables, en la que el objetivo es inyectar la corriente a una red de distribución, la calidad de la señal debe ser alta, sin contener componentes de EMI en modo común o diferencial. De hecho, como se comenta en las líneas del apartado 1.5, las normativas reguladoras imponen unos límites de emisiones conducidas para que los productos (considerados como cargas) no contaminen con armónicos el sistema de distribución de forma significativa.

### 2.3.1 Red artificial de estabilización de impedancias de línea (LISN)

En cualquier medición es importante poder interpretar si lo que se ha medido es aceptable o no. Para esto sirve una LISN (de sus siglas en inglés: Line Impedance Stabilization Network), que en la norma en español redactada por AENOR es denominada red artificial. El uso de una LISN en conjunto con la norma nos permitirá deducir si un producto o sistema cumple con los límites establecidos. Aunque hay que recalcar que la directiva impone los límites para la emisión al sistema de distribución en baja tensión que alimenta al producto, y no para evaluar si otros dispositivos conectados a este producto sufrirán un mal funcionamiento debido a estas emisiones. En la figura 2.4 se puede ver el circuito típico que constituye una LISN.

Como se apuntaba anteriormente, las corrientes EMI podrían ser medidas con el uso de una pinza amperimétrica, sin conectar una LISN. La conexión de una LISN, sin embargo, mejora la medida de dos formas:

1. Impone una impedancia de línea constante ( $50\ \Omega$ ) en el rango de frecuencias del ensayo.
2. Bloquea emisiones procedentes de la red de alimentación que puedan afectar al ensayo.

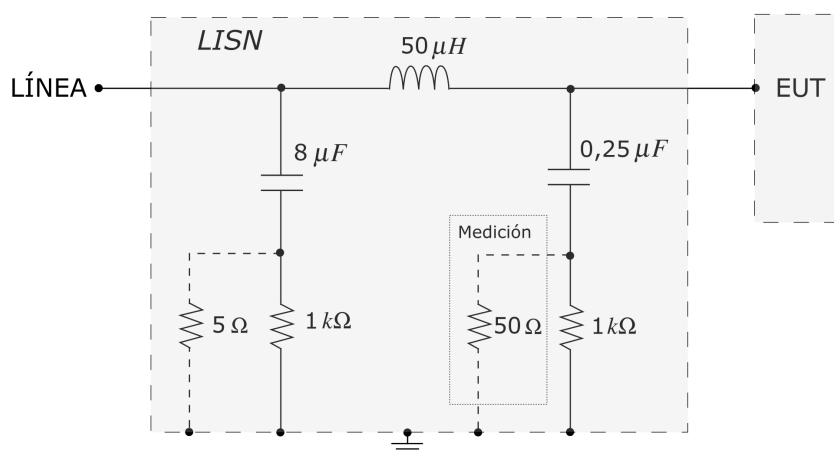
Con el punto (1) se permite que los datos extraídos de la medición sean correlacionables y hace que sean válidos a la hora de compararlos con los límites impuestos por la norma. Esto es así debido a que la magnitud de las interferencias varía con la impedancia tanto de la fuente como de la carga, por lo tanto todos los ensayos que quieran referirse a la norma deberán hacerse en las mismas condiciones de impedancia. El punto (2) significa que se aísla al EUT (Equipment Under Test) del potencial ruido que ya de por sí pueda portar la red eléctrica de alimentación, para que no afecte a la medida. Como se puede deducir, aunque el punto (2) hace que el uso de una LISN sea recomendable siempre, resulta especialmente necesario si el ensayo o medición de las emisiones debe ser normalizado. De otra manera no se podrá conocer si el EUT se encuentra por encima o por debajo de los límites en el rango de medidas del ensayo. En Europa, la norma que impone estos límites es la CISPR 22 y su rango de frecuencias abarca desde 150 kHz hasta 30 MHz.

Una LISN está únicamente formada por elementos pasivos y éstos hacen que el funcionamiento sea como el de un filtro paso bajo visto por la red, o paso alto visto por el

instrumento de medida. Los condensadores son de baja impedancia a alta frecuencia, para que circule corriente hacia ellos como un corto, mientras que la bobina supone una alta impedancia y actúa como circuito abierto. Para la baja frecuencia ocurre al contrario, por lo que no se impide la alimentación del EUT a través de la LISN. En la tabla 2.1 se muestran los valores de las impedancias a la frecuencia del rango de los ensayos para los que se imponen los límites en la CISPR 22.

**Tabla 2.1** Variación de la impedancia de los elementos de una LISN con la frecuencia.

Elemento	$Z_{150kHz}$	$Z_{30MHz}$
$0.25\mu F$	$4.24\Omega$	$0.021\Omega$
$8\mu F$	$0.13\Omega$	$0.00066\Omega$
$50\mu H$	$47.1\Omega$	$9424.8\Omega$



**Figura 2.4** Esquema simplificado de una LISN típica. En particular la usada en la norma MIL-STD-461.

## 2.4 Emisiones radiadas

En este apartado, el término radiación hace referencia al mecanismo por el que los campos electromagnéticos son generados por un dispositivo electrónico. En este trabajo se pondrá el enfoque en la estimación de la emisión de interferencias radiadas por un conjunto de conductores (emisión), así como una estimación de cómo estos campos pueden afectar a otras partes conductoras del sistema (susceptibilidad). Para ello se plantearán modelos apropiados para cada caso. De esta forma se podrán hacer comprobaciones de emisiones radiadas en el armario objeto de estudio sin necesidad de contar con equipo ni instalaciones especializados (típicamente espectrómetros, cámaras anecoicas o antenas).

No obstante, como trabajo posterior, el convertidor objeto de estudio será probado en la cámara anecoica disponible en el departamento de Ingeniería Eléctrica. Como se muestra en la imagen 2.5, las cámaras anecoicas o semianecoicas usadas para el testeo de dispositivos electrónicos son además de grandes dimensiones. La norma FCC, por ejemplo, divide los dispositivos en aquellos de clase A y clase B, para los que impone ensayos a una distancia de 3 y 10 metros respectivamente. En Europa, la norma CISPR 22 impone distancias de

ensayo de 10 metros para cualquier tipo de producto.



**Figura 2.5** Sala de ensayos semianecoica lista para testear una moto. Instalaciones e imagen de la empresa DEKRA.

Los modelos que se proponen sirven para hacer notar los factores de los que dependen los diferentes mecanismos de emisión y hacernos conscientes del potencial de emisión que tienen las componentes de alta frecuencia. Cabe recalcar que el mecanismo mediante el que se radia es la corriente variable con el tiempo, por lo que los cables y PCBs radiarán. La pregunta es cómo de bien radian. Nuestro objetivo es el de hacer que las antenas accidentales tengan malas propiedades de emisión. Notándose aquí que en ningún caso será posible la completa eliminación de la radiación.

Los modelos son el resultado de simplificaciones importantes que conviene tener presentes. Por ejemplo, los conductores se consideran aislados de cualquier otra perturbación electromagnética. Por otro lado, éstos deberán tener un tamaño eléctrico pequeño. El tamaño eléctrico se define como la relación entre la longitud del conductor y la longitud de onda. Se considerará pequeño un conductor con una longitud  $\ell < \lambda/10$ , con  $\ell$  la longitud del conductor y  $\lambda$  la longitud de onda, que asimismo se calcula como  $\lambda = v/f$ . Donde  $v$  es la velocidad de la luz y  $f$  la frecuencia de la señal. Aunque este es el valor más generalizado, en la literatura se dan en muchos casos como pequeños, valores de  $\ell$  que son menores que  $\lambda/3$ .

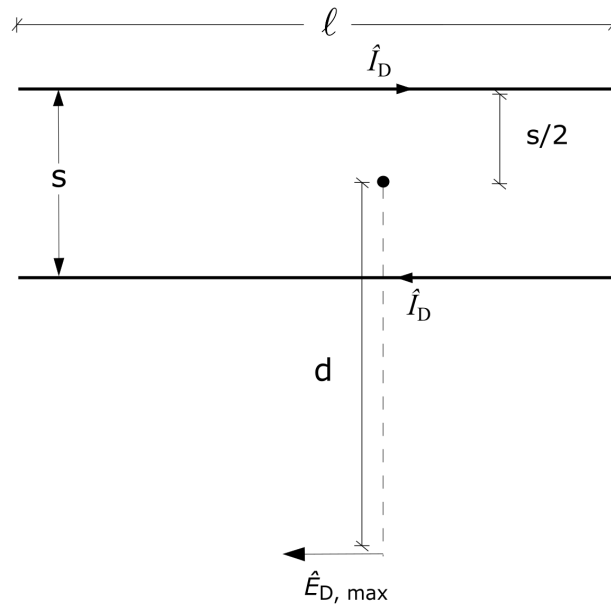
El sentido de esta consideración es que los modelos simplificados toman como constante el valor de un parámetro eléctrico (magnitud y fase) a lo largo de un cable. Si un cable mide la mitad que la longitud de onda (por ejemplo un cable de 50 cm que transporta una señal de 300 MHz) tendríamos que la corriente en un instante tendría valor máximo en un extremo y valor mínimo en el otro. Esto haría necesario la integración de las ecuaciones de Maxwell a lo largo del cable y no serían válidas, por ejemplo, las leyes de Kirchhoff, complicando en gran medida el cálculo. Dicho de otro modo, los parámetros de los circuitos no se podrían considerar concentrados, sino distribuidos a lo largo del espacio que ocupan. Estas consideraciones se pueden resumir en que el modelo proveerá una buena estimación siempre y cuando:

1. El punto de medida dista de los conductores una distancia tal que el vector que los une es aproximadamente paralelo.

2. La distribución de corriente (magnitud y fase) es constante a lo largo del cable (tamaño eléctrico pequeño).
3. La medida o punto sobre el que se calcula el campo se encuentra en el campo electromagnético lejano del par de cables.

#### 2.4.1 Modelo para emisiones debidas al modo diferencial

Para este modelo se determinará el campo en un punto perpendicular a los cables y en un plano que los contiene, ya que es donde el campo eléctrico tendrá su valor máximo. Como se muestra en la figura 2.6, el campo está calculado desde el punto medio entre ambos cables y la dirección es paralela a los cables.



**Figura 2.6** Esquema de campo eléctrico máximo debida a la componente diferencial.

El campo eléctrico puede ser estimado considerando el par de cables como un dipolo de Hertz. El desarrollo y sustituciones pertinentes se encuentra detenidamente especificado en [18], resultando finalmente la expresión (2.1)

$$|\hat{E}_{D, \max}| = 1.316 \times 10^{-14} \frac{|\hat{I}_D| f^2 \ell s}{d} \quad (2.1)$$

Donde:

$|\hat{E}_{D, \max}| \equiv$  Módulo del campo eléctrico generado por la corriente en modo diferencial.

$|\hat{I}_D| \equiv$  Módulo de la intensidad de la corriente en modo común.

$d \equiv$  Distancia hasta el punto sobre el que se calcula el campo eléctrico.

$f \equiv$  Frecuencia de la señal.

$\ell \equiv$  Longitud de los conductores.

$s \equiv$  Separación entre los conductores.

Como ejemplo de la utilidad de esta formulación, se puede exponer el caso de un par de conductores de control que circulan por un mismo cable plano, separados 1.27 mm. La longitud del cable plano es de 1 m y la señal en modo diferencial de mayor frecuencia que



portan es de 30 MHz. Si el límite impuesto por el FCC para dispositivos de clase B es de  $100\mu V/m$  a 30 MHz y a una distancia de 3 m, se puede obtener la intensidad de corriente en modo diferencial máxima permitida por la FCC.

$$100\mu V/m = 1.316 \times 10^{-14} \frac{|\hat{I}_D|(3 \times 10^7)^2(1)(1.27 \times 10^{-3})}{3}$$

Con lo que se obtiene

$$\hat{I}_D = 19.95mA$$

Debido a que el control del sistema objeto de estudio emplea la técnica PWM, es interesante analizar el dominio frecuencial de una corriente diferencial cuando se trata de un tren de pulsos trapezoidales, y su relación con el campo eléctrico. En la ecuación (2.2) se expresa la función de transferencia que relaciona el campo eléctrico y la corriente en modo diferencial. Esta función depende del área que encierra el bucle de corriente y el cuadrado de la frecuencia.

$$\left| \frac{\hat{E}_{D,max}}{\hat{I}_D} \right| = K f^2 A \quad (2.2)$$

con  $K = 1.316 \times 10^{-14}/d = 1.316 \times 10^{-15}$ , para una distancia de medida de 10 m, según el CISPR 22. La figura 2.7 muestra un aumento de 40 dB/década para esta función de transferencia. Si se multiplica esta función de transferencia por la corriente de entrada, se obtiene un espectro de frecuencias como se muestra también en la misma figura. Se deduce que, aunque el módulo de la corriente es atenuado a partir de una frecuencia  $1/\pi\tau_r$ , el campo eléctrico tiene mayores valores a partir de dicha frecuencia, donde  $\tau_r$  es el tiempo de subida de la señal trapezoidal desde que esta tiene el 10% del valor pico hasta que toma el 90% de dicho valor.

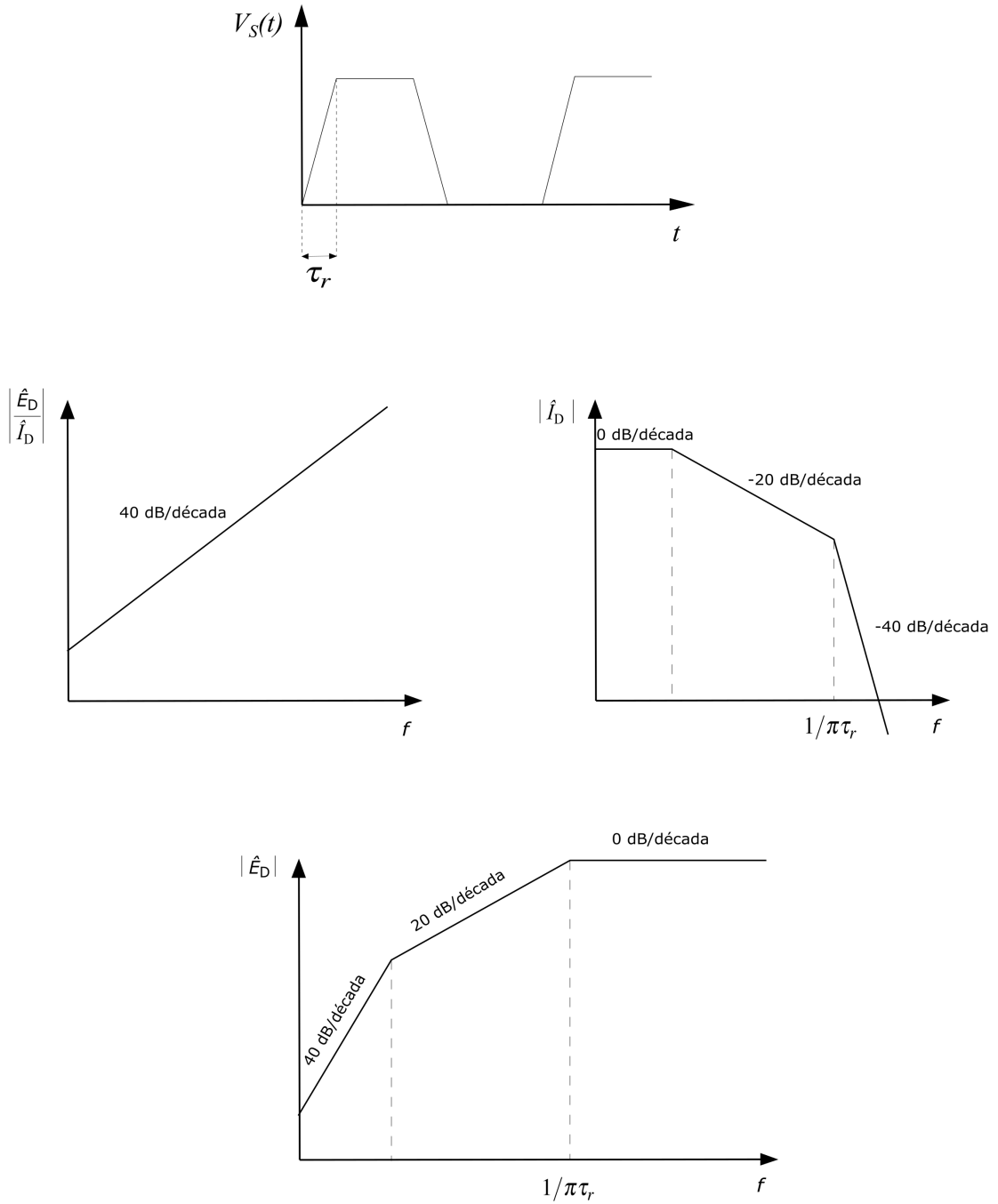
Se resume entonces que la radiación debida a la componente diferencial que circula en un par de conductores, tiene lugar en el plano de los conductores, ya que en un punto equidistante de cada conductor los campos se cancelarían, como se muestra en la figura 2.8. Por ello, esta componente de la radiación es sensible a la orientación (o rotación) del cable.

Ya que la máxima magnitud del campo eléctrico radiado depende del cuadrado de la frecuencia, el área del bucle de corriente y el nivel de corriente, se concluye que para mitigar la radiación debida al modo diferencial de la corriente, para una frecuencia en particular, existen las siguientes opciones:

1. Reducir el nivel de corriente.
2. Reducir el área del bucle de corriente.

La opción 1 se puede conseguir si se reducen los valores RMS de la señal de corriente, pero normalmente esto hará que se produzcan fallos, ya que el sistema o equipo estará diseñado para un nivel de corriente en particular. También se puede lograr esta opción si se aumenta el tiempo de subida, lo que se traduciría en una atenuación de las componentes de alta frecuencia, ya que un mayor número de armónicos se atenuarían a un ritmo de 40 dB/década. En cuanto a la opción 2, es algo que se debe diseñar y planificar durante la etapa de diseño del producto, especialmente cuando se trata de una PCB.

En la figura 2.9 se muestran formas de hacer los bucles innecesariamente grandes, ya sea por un recorrido muy largo en la PCB o por una mala elección de los pines de un cable plano con una función de control en modo diferencial.

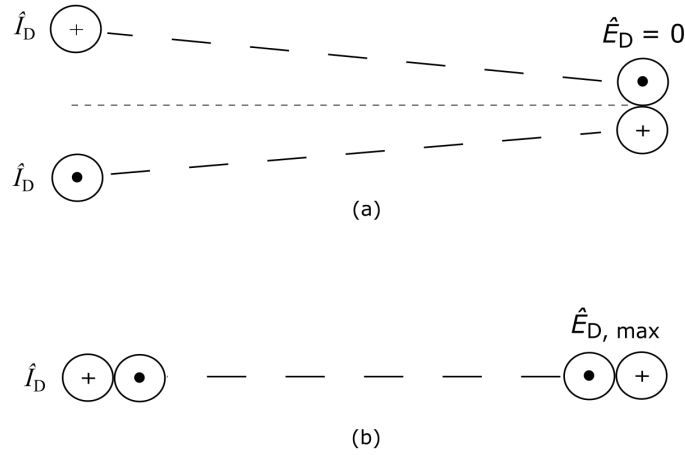


**Figura 2.7** Dominio frecuencial de la emisión radiada debida a una corriente en modo diferencial generada por un tren de pulsos.

#### 2.4.2 Modelo para emisiones debidas al modo común

Como se apuntaba en un apartado anterior, las corrientes en modo común circulan en igual magnitud y fase por los conductores. Se puede modificar el desarrollo anterior para aplicarlo a las componentes de la corriente en modo común, como se muestra en la figura 2.10, y así poder estimar el campo eléctrico debido a dichas corrientes.

En este caso se llega a la ecuacion (2.3), teniéndose también en este caso un campo que es paralelo a los cables.



**Figura 2.8** (a) Efecto de cancelación de campos en un punto equidistante y (b) ubicación del campo máximo en el plano de los conductores.

$$|\hat{E}_{C, \max}| = 1.257 \times 10^{-6} \frac{|\hat{I}_C| f \ell s}{d} \quad (2.3)$$

Donde:

$|\hat{E}_{C, \max}| \equiv$  Módulo del campo eléctrico generado por la corriente en modo común.

$|\hat{I}_C| \equiv$  Intensidad de la corriente en modo común.

$d \equiv$  Distancia hasta el punto sobre el que se calcula el campo eléctrico.

$f \equiv$  Frecuencia de la señal.

$\ell \equiv$  Longitud de los conductores.

$s \equiv$  Separación entre los conductores.

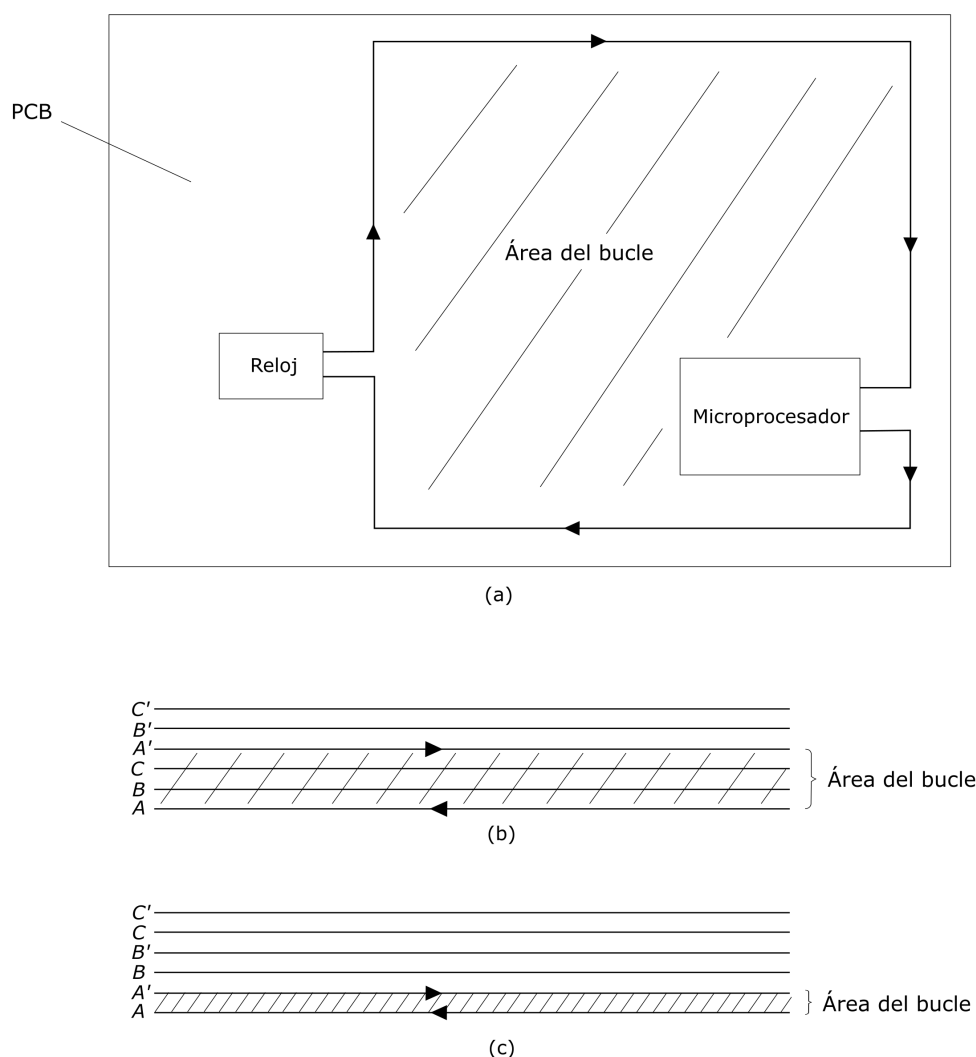
En el caso de las corrientes en modo común y conductores separados una distancia eléctricamente pequeña (como suele ser habitual), el campo se puede considerar omnidireccional. Esto significa que la orientación (rotación) de los cables no afectará al campo radiado. De hecho, se podría modelar como un solo conductor por el que pasa una corriente de módulo  $2\hat{I}_C$  sin que cambie sustancialmente el campo en ningún punto del entorno.

Nuevamente, dado que el equipo en estudio genera la tensión por medio de un tren de pulsos, conviene considerar el dominio de la frecuencia para este caso. En (2.4) se observa que la función de transferencia que relaciona el campo con la corriente en modo común, ésta depende linealmente de la frecuencia y de la longitud del cable.

$$\left| \frac{\hat{E}_{C, \max}}{\hat{I}_C} \right| = K f \ell \quad (2.4)$$

En la figura 2.11 se ve la gráfica de esta función de transferencia, que es sutilmente diferente a la analizada para el modo diferencial. Aquí se ve cómo se atenúan tanto la corriente como el campo eléctrico a partir de una frecuencia  $1/\pi\tau_r$ , a 40 y 20 dB/década respectivamente. Esta frecuencia “de corte” es la que se suele dar por válida en la literatura para calcular el ancho de banda en una aplicación con fuentes conmutadas [9].

Hay que tener en cuenta que a partir de esta frecuencia solo se atenúa el campo debido a la corriente en modo común y no así el debido a la diferencial. Esto sugiere que la experiencia dicta que la componente de mayor importancia en términos de EMC es el modo común.

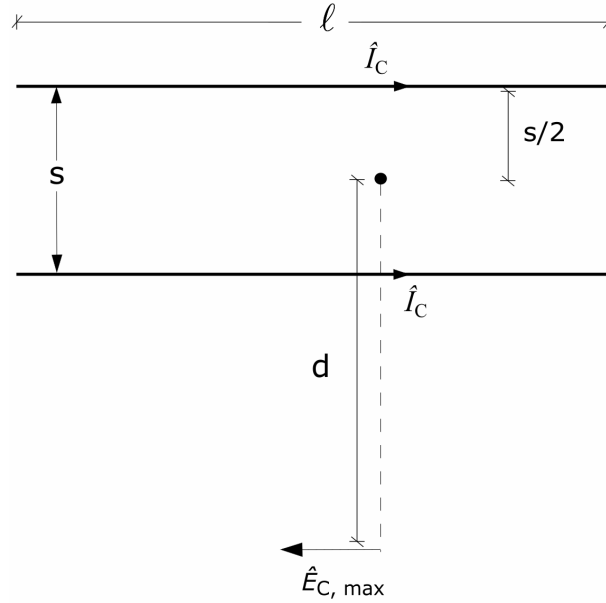


**Figura 2.9** Ejemplos de malas distribuciones de corriente formando bucles de gran tamaño (a) sobre una PCB o (b) en un cable de señal plano con (c) una mejor solución.

En resumen, la máxima radiación debida a la componente en modo común es independiente de la rotación de los conductores. Además, depende del nivel de corriente, la frecuencia y la longitud de los conductores. Para reducir estas emisiones a una determinada frecuencia, existen dos opciones:

1. Reducir el nivel de corriente.
2. Reducir la longitud de la línea.

La opción (1) tendría las mismas consecuencias que para el caso diferencial y puede conseguirse disminuyendo la amplitud de la señal de corriente o aumentando los tiempos de subida, lo que movería el punto  $1/\pi\tau_r$  hacia la izquierda, atenuando el campo a partir de una frecuencia más baja. También análogamente al caso diferencial, la opción (2) debe ser parte de las primeras etapas del diseño.



**Figura 2.10** Esquema para la estimación del campo eléctrico generado por la corriente en modo común.

### 2.4.3 Modelo de susceptibilidad

Como se ha apuntado anteriormente en este texto, además de cumplir con las regulaciones en términos de emisiones, también deben cumplirse aquellas que hacen referencia a la susceptibilidad, esto es, cuánto perturban, en un sistema dado, aquellos campos calculados en los dos puntos anteriores. El presente modelo trata de aportar una estimación de los voltajes inducidos por una onda uniforme y estacionaria que incide sobre una línea compuesta por un par de conductores (cables o trazos de una PCB). Un esquema simplificado se muestra en la figura 2.12. Hay dos componentes que contribuirán a la inducción de estos voltajes: el campo eléctrico transversal al eje de la línea y contenido en el mismo plano; y el campo magnético normal al plano de los conductores. Las ecuaciones (2.5) y (2.6) son válidas siempre que el tramo sea eléctricamente corto y que las impedancias de la fuente y la carga no tengan valores extremos, tales como circuito abierto o cortocircuito. Un desarrollo más detallado para deducir estas ecuaciones se puede consultar en [18].

$$\hat{V}_s \ell \cong j\omega\mu_0 \hat{H}_n^i A \quad (2.5)$$

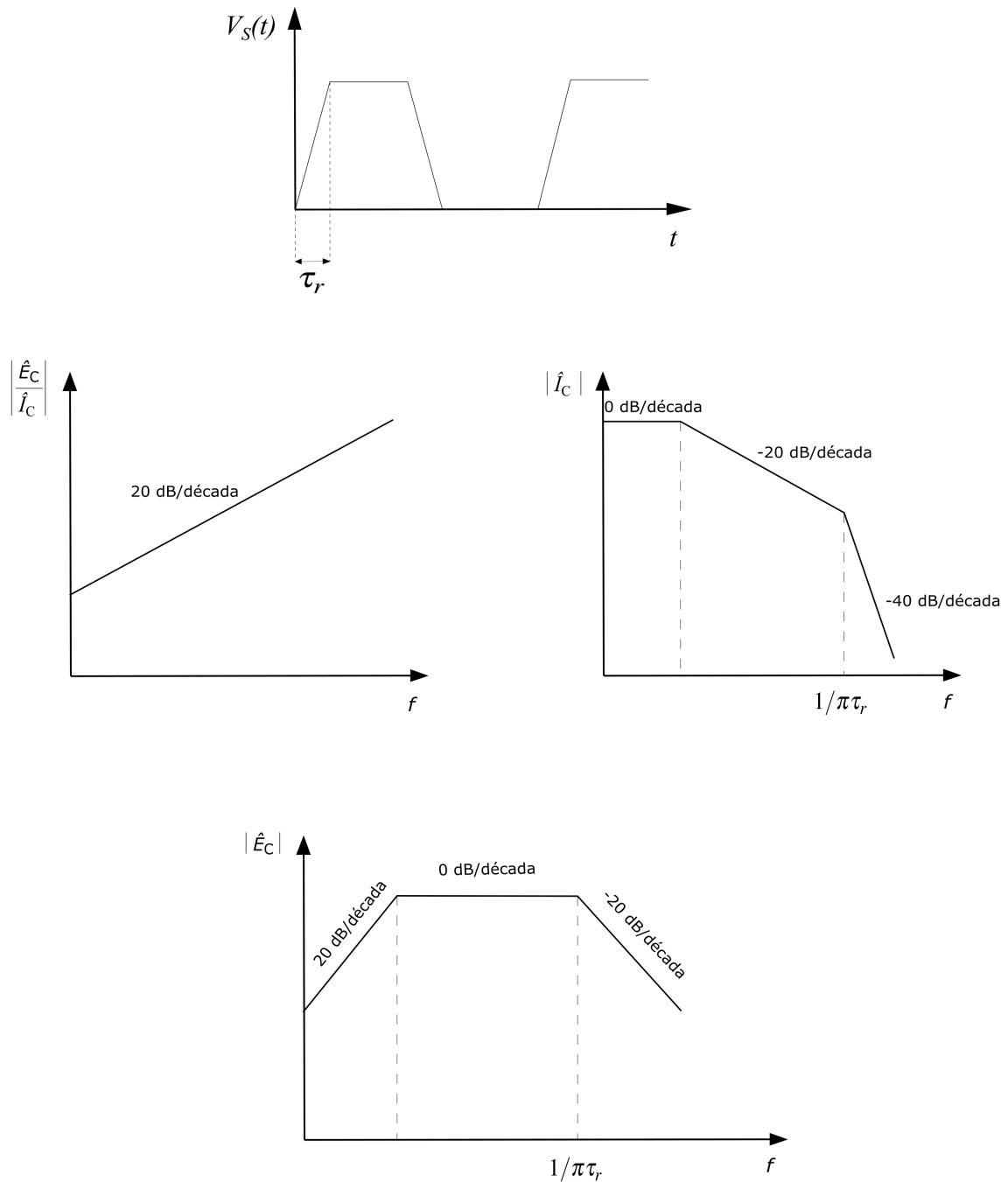
$$\hat{I}_s \ell \cong j\omega C \hat{E}_t^i A \quad (2.6)$$

Donde:

$\mu_0 \equiv$  Permeabilidad del espacio libre.

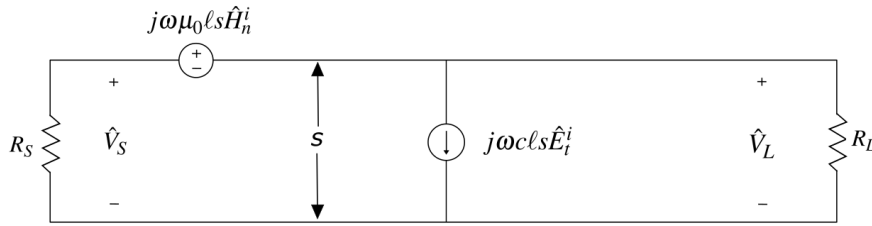
$C \equiv$  Capacidad por unidad de longitud.

Aunque la aplicación directa del modelo de susceptibilidad para el caso de estudio es compleja, y además no cumple la condición de aplicación del campo lejano, se ha expuesto aquí porque permite deducir algunas conclusiones interesantes en cuanto a la



**Figura 2.11** Esquema para la estimación del campo eléctrico generado por la corriente en modo común.

orientación que deben tener los componentes receptores de EMI respecto de las ondas electromagnéticas para que la inducción provocada por éstas sea lo menor posible. En general, se puede resumir que un campo magnético inducirá una componente de tensión según (2.5) cuando este incida en el bucle de corriente de forma normal. Mientras que un campo eléctrico inducirá una componente de corriente según (2.6) cuando sea transversal a la línea. Por último, cabe mencionar que las técnicas para conocer la orientación del campo electromagnético son también complejas. Estas incluyen la implementación de algoritmos genéticos para encontrar la solución a un dipolo infinitesimal equivalente [21].



**Figura 2.12** Esquema simplificado para la estimación de las tensiones y corrientes inducidas por una onda plana y uniforme.

## 2.5 Tipos de acoplamiento

En esta sección se resumen las formas de acoplamiento de un par de conductores en los que uno de ellos cuenta con una pantalla. Un desarrollo más detallado se puede encontrar en [16]. Como se ha discutido previamente, los modelos expuestos en el punto 2.4 son válidos para el campo electromagnético lejano. Un análisis apropiado en el campo cercano requiere el estudio por separado del campo eléctrico (acoplamiento capacitivo) y magnético (acoplamiento inductivo). Esto es debido a que la relación entre ambos ya no es lineal con la distancia y la impedancia de onda ya no tiene el valor constante de  $377\Omega$ . La impedancia de onda se define como  $Z_W = E/H$ .

En la región cercana de un campo electromagnético generado por un bucle de corriente esta impedancia disminuye, de lo que se deduce que el campo magnético es dominante y que el blindaje ante estos campos será más complicado [14]. Se hace necesario, por ejemplo, que la instalación de las pantallas de los cables se haga de una forma particular, como se explica en el punto 5.5.2.

### 2.5.1 Acoplamiento por impedancia común

Este es el modo de acoplamiento más obvio posible. Se da cuando dos circuitos comparten un tramo conductor, es decir, una impedancia. Esto suele ocurrir cuando una fuente alimenta varias cargas o, más típicamente, en el circuito de tierra. Hay que tener en cuenta que siempre habrá un cierto acoplamiento de este tipo, ya que en un sistema de potencia es difícil aislar la tierra de un circuito y de otro.

También se puede ver como impedancia común un conductor que está captando radiación de otro componente y sobre el que se inducen unas corrientes que acaban formando parte del circuito interno del equipo. Más consideraciones para evitar este acoplamiento en circuitos de puesta a tierra se exponen en el punto 5.5.

### 2.5.2 Acoplamiento capacitivo

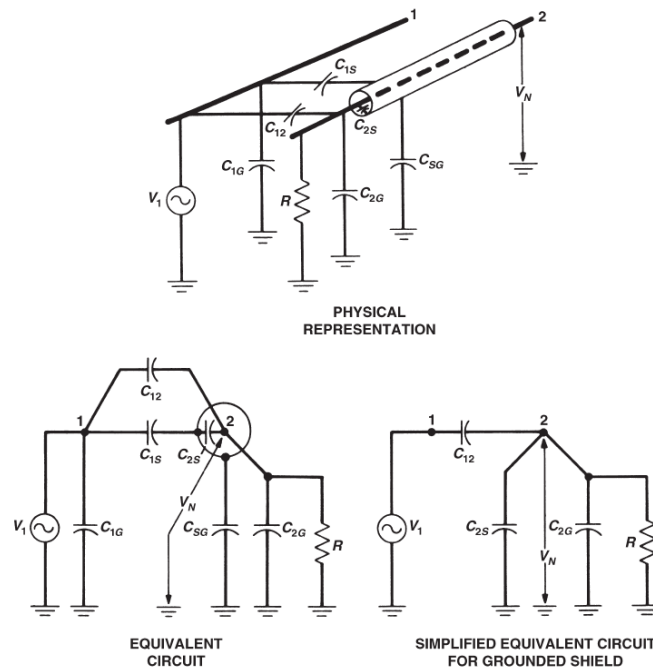
El acoplamiento capacitivo entre dos cables se puede modelar como una capacidad (parásita) entre ellos. Se puede interpretar como el campo que se almacena entre dos conductores debido al movimiento de cargas en ambos, y en el que el aire actúa como dieléctrico. En el modelo de la figura 2.13 se considera al cable 1 como emisor y al cable 2 como receptor y se tienen las siguientes capacidades parásitas:

1.  $C_{1G}$ : Capacidad entre el conductor 1 y tierra.
2.  $C_{12}$ : Capacidad entre el conductor 1 y 2.

3.  $C_{1S}$ : Capacidad entre el conductor 1 y la pantalla.
4.  $C_{2S}$ : Capacidad entre el conductor 2 y la pantalla
5.  $C_{2G}$ : Capacidad entre el conductor 2 y tierra.
6.  $C_{SG}$ : Capacidad entre la pantalla y tierra.

La capacidad  $C_{1G}$  se elimina en el modelo simplificado porque no juega ningún papel en el acoplamiento sobre el conductor 2. El voltaje de ruido  $V_N$  se puede calcular como

$$V_N = j\omega RC_{12}V_1 \quad (2.7)$$



**Figura 2.13** Acoplamiento capacitivo entre dos conductores con uno de ellos apantallado.

Se tiene por tanto que el acoplamiento depende linealmente del voltaje del conductor emisor, de la resistencia de puesta a tierra, de la frecuencia y de la capacidad entre ambos conductores. De esta última dependencia se tiene una dependencia espacial, ya que la capacidad depende de la superficie de los conductores y de la distancia de separación.

Por tanto, un buen blindaje ante un acoplamiento capacitivo es aquel que minimiza la longitud del conductor que queda expuesto, fuera de la pantalla y da una buena puesta a tierra de la pantalla, entendiendo por buena aquella puesta a tierra con la menor impedancia posible. Adicionalmente siempre será necesario considerar la ubicación de los componentes para minimizar la capacidad parásita  $C_{12}$ .

### 2.5.3 Acoplamiento inductivo

El acoplamiento inductivo se modela como una inductancia mutua entre dos cables. En este caso, el emisor induce un voltaje tanto en el conductor receptor como en la pantalla,

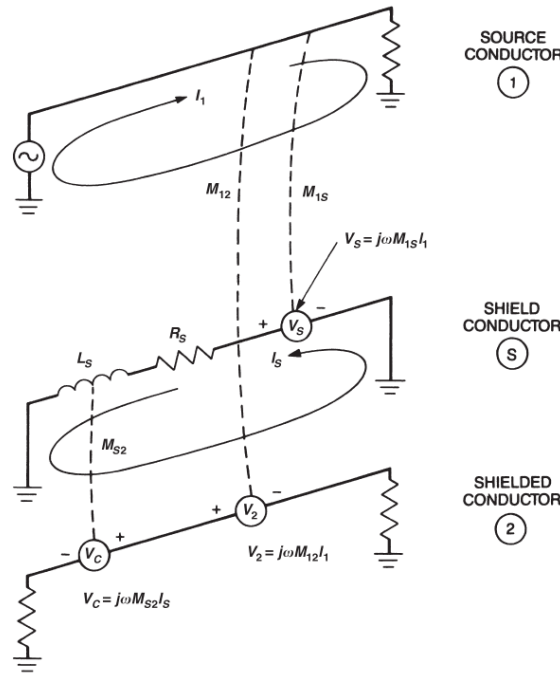


en serie pero de signo contrario, con lo que se produce la cancelación del acoplamiento. El voltaje de ruido se calcula como

$$V_N = j\omega M_{12} I_1 \left( \frac{R_S/L_S}{j\omega + R_S/L_S} \right) \quad (2.8)$$

que para una frecuencia por encima de la frecuencia de corte ya no se presenta dependencia con la frecuencia y se tiene que

$$V_N = j\omega M_{12} I_1 \left( \frac{R_S}{L_S} \right) \quad (2.9)$$



**Figura 2.14** Acoplamiento inductivo entre dos conductores con uno de ellos apantallado. La pantalla se representa como un conductor independiente por claridad.

Donde  $R_S$  y  $L_S$  son la resistencia e inductancia respectivamente de la pantalla y  $M_{12}$  es la inductancia mutua entre los conductores 1 y 2 (nuevamente emisor y receptor respectivamente) y representa la dependencia geométrica del acoplamiento, en el que influye la distancia de separación y el ángulo que forman los cables (como se puede intuir, el máximo acoplamiento se da para cables paralelos). En la figura 2.15 se representa el rango de frecuencia donde una pantalla es efectiva ante campos magnéticos.

Por último, comparando los acoplamientos capacitivo e inductivo, cabe notar que para el caso del inductivo se genera un voltaje en serie con el receptor, mientras que para el capacitivo se tiene una corriente que se genera entre el receptor y tierra. Esto da lugar a los modelos de la figura 2.16. Esto da una idea de una forma para deducir qué tipo de acoplamiento se está dando en una situación cualquiera. Variando la carga  $R_2$  y midiendo el voltaje en  $R_1$ , si el voltaje medido disminuye existirá acoplamiento capacitivo, mientras que si el voltaje aumenta existirá acoplamiento inductivo [16].

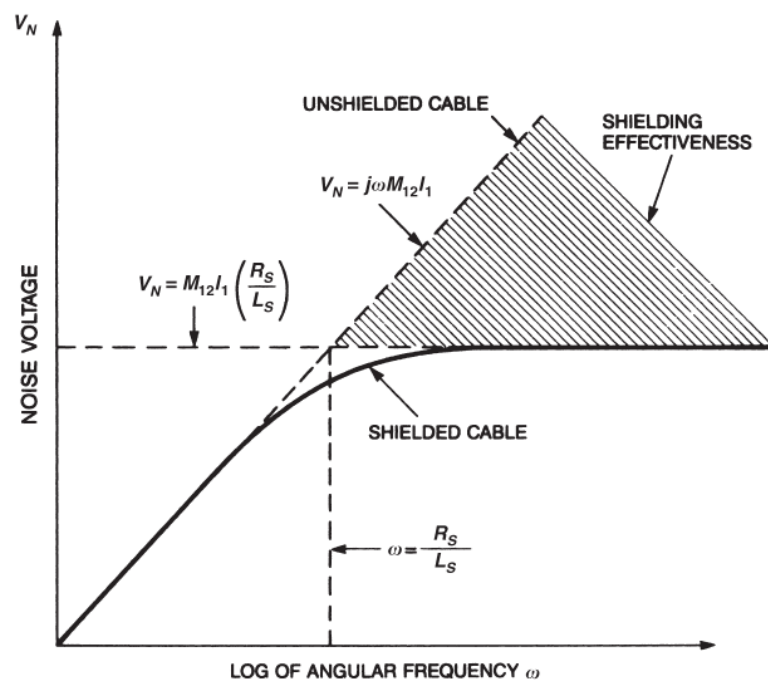


Figura 2.15 Frecuencia de corte que presenta una pantalla ante campos magnéticos.

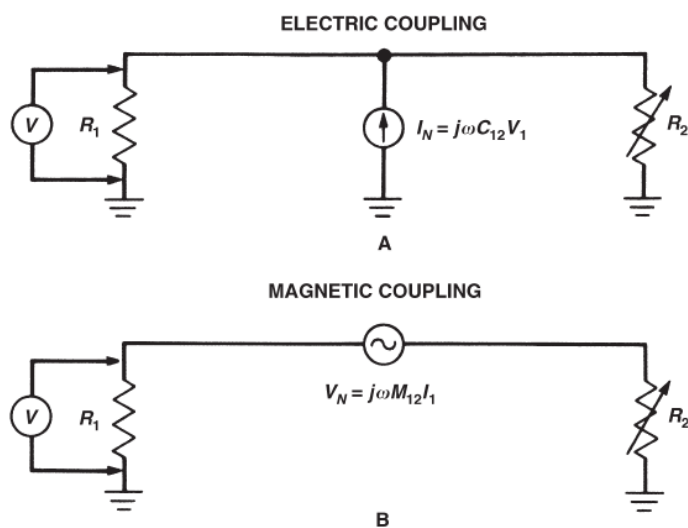
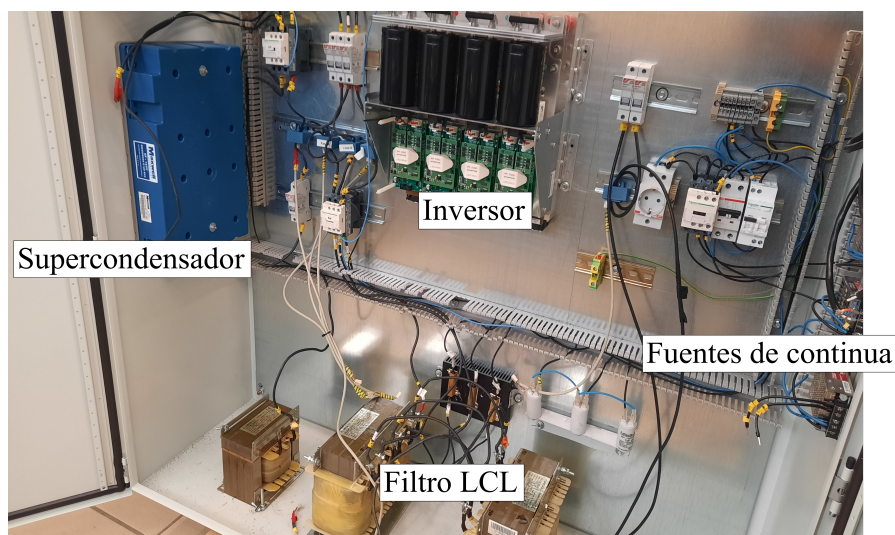


Figura 2.16 Circuito equivalente para (a) acoplamiento eléctrico y (b) acoplamiento inductivo.

### 3 Descripción del sistema en su estado actual

---

En este apartado se detallan las características eléctricas del sistema objeto de estudio, comenzando paralelamente con el análisis desde el punto de vista de EMC, relacionando cada componente con la influencia EMC que ejerce. En las figuras 3.1 y 3.2 se muestra una imagen del sistema en el momento de acometer este proyecto y un diagrama general del mismo respectivamente.



**Figura 3.1** Armario eléctrico objeto de estudio.

El sistema se utiliza para emular una instalación de producción de energía eléctrica a partir de fuentes renovables. Para ello, se instala una fuente de continua que inyecta una potencia similar a la de un parque fotovoltaico. Asimismo, el sistema sirve de herramienta al departamento de Ingeniería Eléctrica para la investigación de la implementación de nuevos métodos de control de la energía eléctrica que se inyecta a la red de transporte.

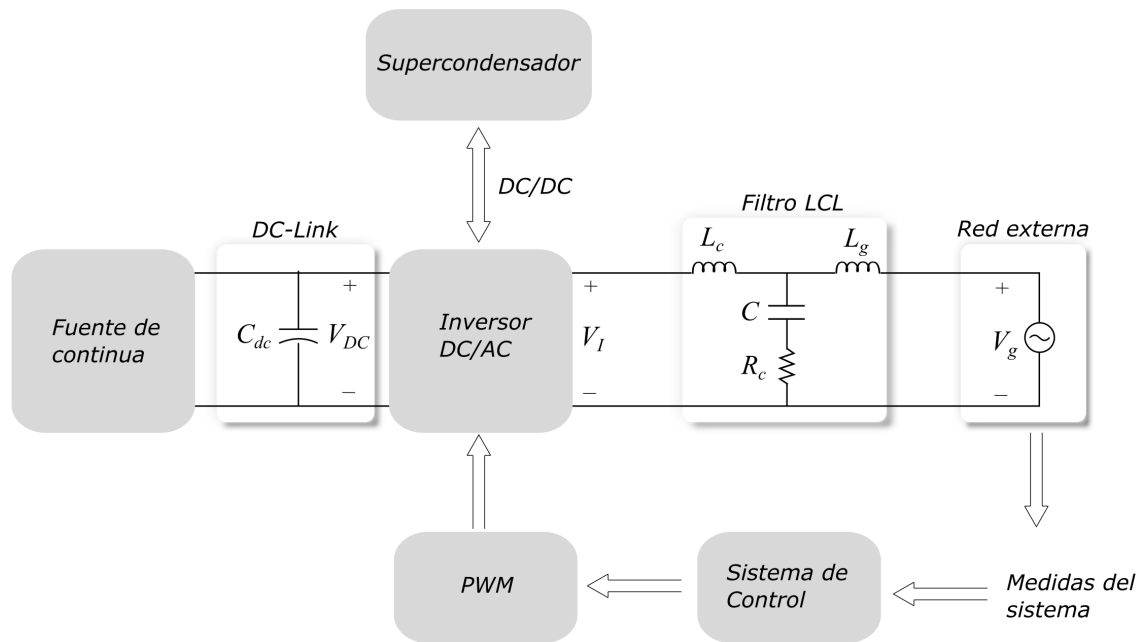


Figura 3.2 Diagrama de las diferentes partes del sistema objeto de estudio.

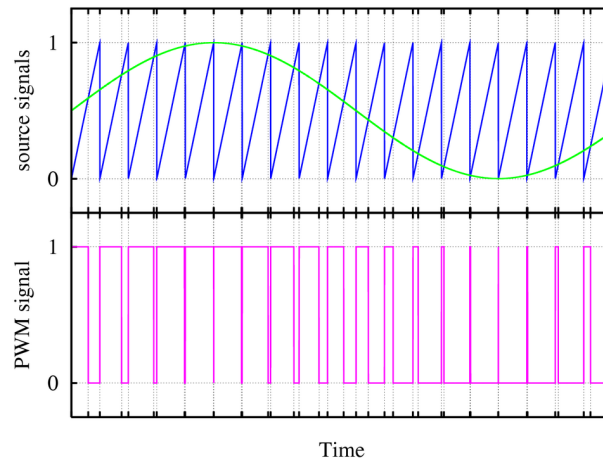
### 3.1 Causas de las interferencias en el sistema

En el sistema se generan altas frecuencias derivadas de la aplicación de PWM (pulse width modulation), a través de la cual se invierte la corriente continua en corriente alterna. Esta es una tecnología que se extiende a muchas aplicaciones diferentes, como puede ser el control de la luminosidad de un led, de la velocidad de un ventilador, variadores de frecuencia para motores, o inversores, como en este caso. En la tecnología PWM entran en juego dos señales: una denominada portadora, y otra señal moduladora. La señal portadora es una señal triangular de frecuencia y amplitud constantes, mientras que la moduladora es aquella señal senoidal "objetivo" y de baja frecuencia que se desea obtener. Aunque existen varias técnicas para implementar el PWM, el resultado es siempre una señal "equivalente", en términos de energía, a la señal moduladora. Esta señal equivalente, como se muestra en la figura 3.3, tiene la frecuencia de la señal portadora, forma trapezoidal y su ancho de pulso es variable en cada ciclo.

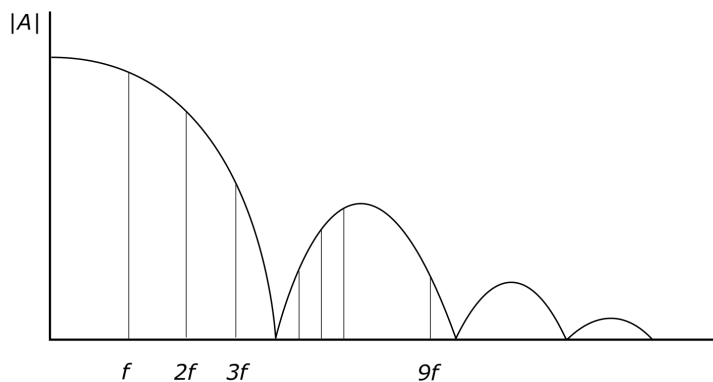
Una señal trapezoidal se puede descomponer en suma de un número finito de armónicos, lo cual es el origen de las interferencias de alta frecuencia del sistema. El dominio de frecuencia de este tipo de señales se describió en el punto 2.4. Si se representa cada armónico se obtiene una figura como la de 3.4.

Como se vio en el capítulo 2, estas interferencias son conducidas tanto en modo común como en modo diferencial. El modo diferencial es la corriente que circula por cada una de las fases desfasada  $120^\circ$ , mientras que el modo común circula en fase. Se apunta al modo común como la componente EMI más perjudicial, ya que es aquella que circula por tierra, generando bucles de mayor dimensión y por lo tanto siendo más efectiva a la hora de radiar. Este modo común tiene dos causas en un convertidor trifásico:

1. Generación de voltaje en modo común
2. Tercer armónico y sus múltiplos, que forman parte de la corriente en modo diferencial.



**Figura 3.3** Forma simple de ilustrar la generación de señales con la técnica PWM.

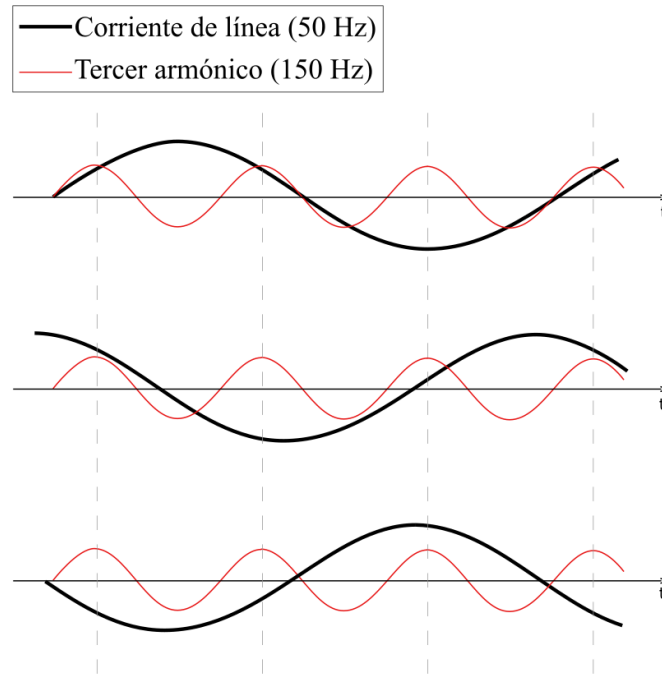


**Figura 3.4** Armónicos generados por una señal trapezoidal.

La causa (1) no es más que la consecuencia de aplicar PWM: Existen cortos períodos de tiempo en que los pulsos de tensión se dan en las tres fases al mismo tiempo. Esto se ilustra en la figura 5.1 del capítulo 5. En cuanto a (2), las corrientes diferenciales en un sistema trifásico se encuentran desfasadas  $120^\circ$ . Si estas corrientes contienen armónicos múltiplos de 3 cuando la fundamental es de 50 Hz, estos armónicos circularán en fase, es decir, en modo común. La figura 3.5 ilustra este efecto.

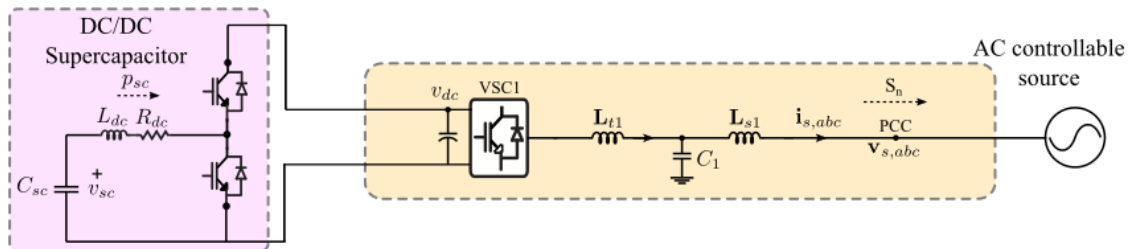
## 3.2 Circuito de potencia

El componente principal del sistema es el inversor. Como la gran mayoría de inversores modernos, está constituido por transistores IGBT, que actúan como interruptores de alta velocidad. El bus de continua se alimenta mediante una fuente externa que no forma parte del armario, con una tensión nominal de 750 V. Un esquema unifilar del circuito de potencia se muestra en la figura 3.6. En este esquema,  $v_{dc}$  es el punto en el que se alimenta el convertidor con la fuente externa a 750 V, denominado bus de continua (DC-link), y desde el que podemos dividir el sistema en dos partes: El bloque de la izquierda representa el supercondensador (SC), el filtro DC (Inductancia  $L_{dc}$ ) y la conversión bidireccional DC/DC, llevada a cabo por 2 IGBTs. La función del supercondensador es la de aportar energía cuando la generación por la fuente renovable no es suficiente. Por la parte derecha, VSC constituye el convertidor DC/AC formado por 6 IGBTs (dos por fase), que no se



**Figura 3.5** En redes trifásicas, los armónicos de rango 3 y sus múltiplos se encuentran en fase.

dibujan por simplicidad. Al convertidor VSC le sigue el filtro LCL y finalmente la conexión a la red. El filtro LCL a la salida se encargará de actuar sobre la componente en modo diferencial, atenuando los armónicos y suavizando así la forma de onda, como se analiza en los ensayos de los apartados 4.1 y 4.2. En la tabla 3.1 se dan los parámetros que aparecen en este esquema.



**Figura 3.6** Esquema unifilar de potencia.

Las características del convertidor más importantes en términos EMC son las siguientes:

1. Topología de dos niveles
2. Tiempo de subida de 60 ns

Los niveles en un inversor hacen referencia a los diferentes niveles de tensión que pueden dar a la salida de alterna. En un inversor multinivel, la forma de onda de la tensión a la salida será más escalonada, de forma que la distorsión armónica será menor. Una comparación se puede ver en la figura 3.7. Esto da lugar a un menor ancho de banda de interferencias tanto en modo común como diferencial, además de una menor magnitud. Como punto positivo, los inversores de dos niveles tienen un control más fácil de implementar, al estar formado por un menor número de transistores IGBT [19] [20].

**Tabla 3.1** Parámetros de potencia del sistema.

Parámetro	Valor	Descripción
$S_n$	20 kVA	Potencia nominal
$f_n$	50 Hz	Frecuencia nominal de la red
$f_1$	10 kHz	Frecuencia de conmutación
$v_{s,abc}$	400 V	Tensión nominal en alterna de la red
$i_{s,abc}$	30 A	Corriente alterna nominal
$v_{dc}$	750 V	Tensión nominal en el DC-link
$C_{sc}$	6 F	Capacidad del SC
$p_{sc}$	5 kW	Potencia máxima del SC
$v_{sc}$	160 V	Tensión nominal del SC
$L_{r1}$	1,25 mH	Inductancia del lado del convertidor
$L_{s1}$	1,25 mH	Inductancia del lado de la red
$C_1$	1 $\mu$ F	Capacidad del filtro LCL
$L_{dc}$	3 mH	Inductancia del filtro DC
$\tau_r$	60 ns	Tiempo de subida

En cuanto al tiempo de subida,  $\tau_r$ , define cuánto de cuadrada es una señal, es decir, el contenido armónico de la misma. El valor que se usa de forma generalizada para estimar este ancho de banda es  $1/\pi\tau_r$ , valor a partir del cual las magnitudes de los campos de acoplamiento se atenúan en mayor medida, a 40 dB/década, como se expuso en 2.4. Recordar que el tiempo de subida está definido como el tiempo que tarda una señal desde que tiene el 10 % de su valor hasta que alcanza el 90 %. En este caso, con  $\tau_r = 60ns$ , se tiene un valor de

$$\frac{1}{\pi 60 \times 10^{-9}} = 5,3MHz$$

Cabe apuntar también que el tiempo de bajada sería el que debería usarse en el caso de que este sea menor que el tiempo de subida.

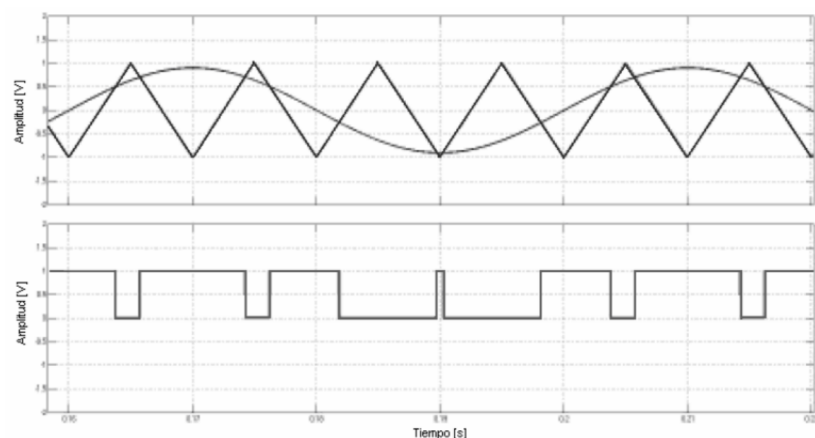
Debido a la corta distancia que existe entre los componentes dentro del armario y el rango de frecuencias que se maneja, las consideraciones en cuanto a campos electromagnéticos deberán hacerse para la situación de campo cercano. Es decir, el modelo se asemejará más al descrito en el modelo 2.5 que al del punto 2.4. El límite que separa las franjas de campo cercano y lejano se estima de forma generalizada como

$$r = \frac{\lambda}{2\pi}$$

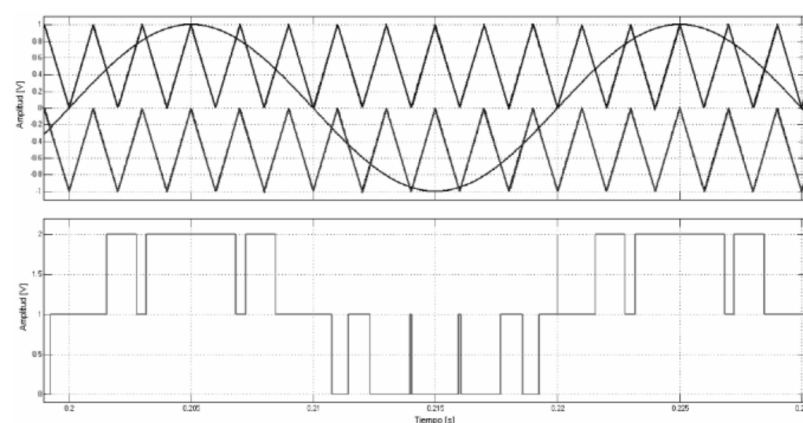
Que en este caso resulta unos 9 m de distancia.

### 3.3 Circuito de control

Como representa la figura 3.8, la parte de control analógica y digital está alimentada por la red de baja tensión, y cuenta con el respaldo energético de un SAI (UPS en el esquema). Las fuentes de continua de 5 y 12 V alimentan la PCB del inversor y la ventilación del mismo respectivamente. Estas fuentes de continua tienen certificado de cumplimiento de



(a)



(b)

**Figura 3.7** Formas de onda de la tensión de salida para (a) un inversor de dos niveles y (b) un inversor de tres niveles.

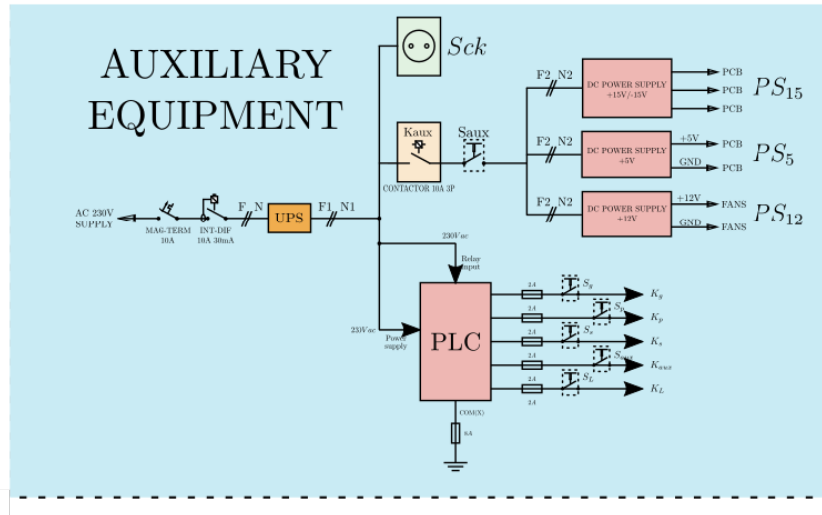
normas EMC, tanto de emisiones como de susceptibilidad, que se resumen en la figura 3.9, extraída de su hoja de datos.

El PLC se emplea para la automatización de la apertura y cierre de los contactores. Por último, los transductores de intensidad se encargan de transformar la magnitud de corriente y tensión en magnitudes de señal para el proceso de control. El rango de estos valores se detalla en la tabla 3.2

**Tabla 3.2** Valores de las señales de control del sistema.

Parámetro	Tipo	Rango de medida	Rango de la señal
$V_{gabc}$	Sinusoidal	$[-320\text{V}, +320\text{V}]$	$[-5\text{V}, +5\text{V}]$
$I_{gabc}$	Sinusoidal	$[-15\text{A}, +15\text{A}]$	$[-4\text{V}, +4\text{V}]$
$V_{DC}$	Valor constante	$[0\text{V}, +1,312\text{kV}]$	$[0\text{V}, +5\text{V}]$
$V_{SC}$	Valor constante	$[0\text{V}, +320\text{V}]$	$[0\text{V}, +5\text{V}]$
$I_{SC}$	Valor constante	$[-15\text{A}, +15\text{A}]$	$[-4\text{V}, +4\text{V}]$





**Figura 3.8** Esquema de control del sistema.

#### Electromagnetic compatibility (EMC), emissions

- Conducted input RI suppression
- Harmonic current emissions
- Voltage flicker

EN 55022 class B, FCC Part 15 level B  
IEC/EN 61000-3-2, class A  
IEC/EN 61000-3-3

#### Electromagnets compatibility (EMC), immunity

- Electrostatic discharge ESD
- RF field immunity
- Electrical fast transients/burst immunity
- Surge
- Conducted RF
- Magnetic field
- Voltage dip

according EN 55024  
IEC/EN 61000-4-2, 4 kV / 8 kV, perf. criteria A  
IEC/EN 61000-4-3, 3 V/m, perf. criteria A  
IEC/EN 61000-4-4,  $\pm 2$  kV, perf. criteria A  
IEC/EN 61000-4-5, 1 kV / 2 kV, perf. criteria A  
IEC/EN 61000-4-6, 3 Vrms perf. criteria A  
IEC/EN 61000-4-8, 3 A/m perf. criteria A  
IEC/EN 61000-4-11  
>95 %, perf. criteria A, 0.5 periods  
30 %, perf. criteria A, 25 periods  
>95 % perf. criteria B, 250 periods

**Figura 3.9** Normas que cumplen las fuentes de continua del sistema.



## 4 Medición de EMI en el equipo actual

---

Para medir el nivel de EMI en la señal de corriente del equipo se han hecho dos ensayos en modo diferencial y uno en modo común. Se han elegido dos puntos de medida diferentes: El lado del convertidor del filtro LCL y el lado de la red de dicho filtro. Ambos puntos se corresponden con la salida de potencia del convertidor, que es considerado como el camino que toma la EMI conducida, que es emitida por el convertidor. Además, en el ensayo en modo común se ha medido la corriente en el cable de tierra al que se conectan las tierras del sistema de forma radial (ver punto 5.5). También se ha querido comprobar cómo afecta el nivel de carga, para lo que se han hecho tres mediciones, de 0, 10 y 20 amperios respectivamente en cada punto.

Por otro lado, los armónicos mostrados en el eje 'x' de las gráficas de los ensayos son los de la frecuencia de conmutación de 10 kHz. Esto es así para una mejor representación, ya que los armónicos de 10 kHz son los dominantes. Para ilustrar esto, la figura 4.1 muestra los armónicos de la señal de potencia de 50 Hz en el equipo bajo estudio. Se aprecia cómo el armónico 200 ( $f = 50\text{Hz} \times 200 = 10\text{kHz}$ ) y sus múltiplos son los de mayor magnitud, mientras que el resto apenas tienen presencia, por lo que se omitirá su representación.

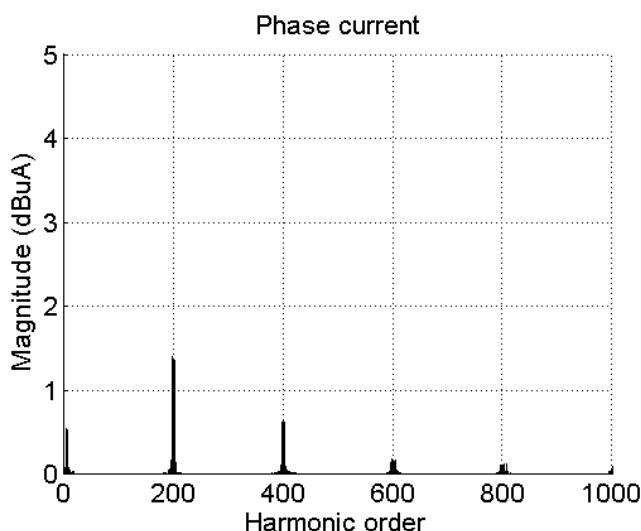
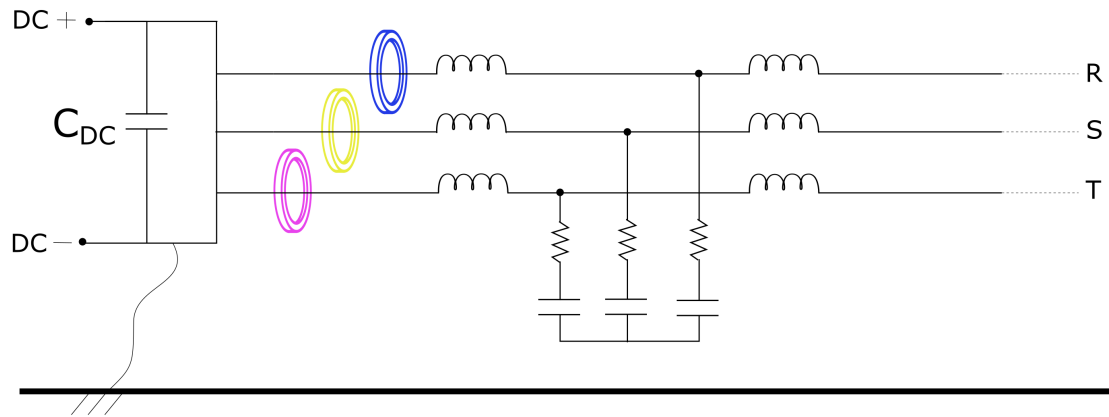


Figura 4.1 Armónicos de 50 Hz del sistema.

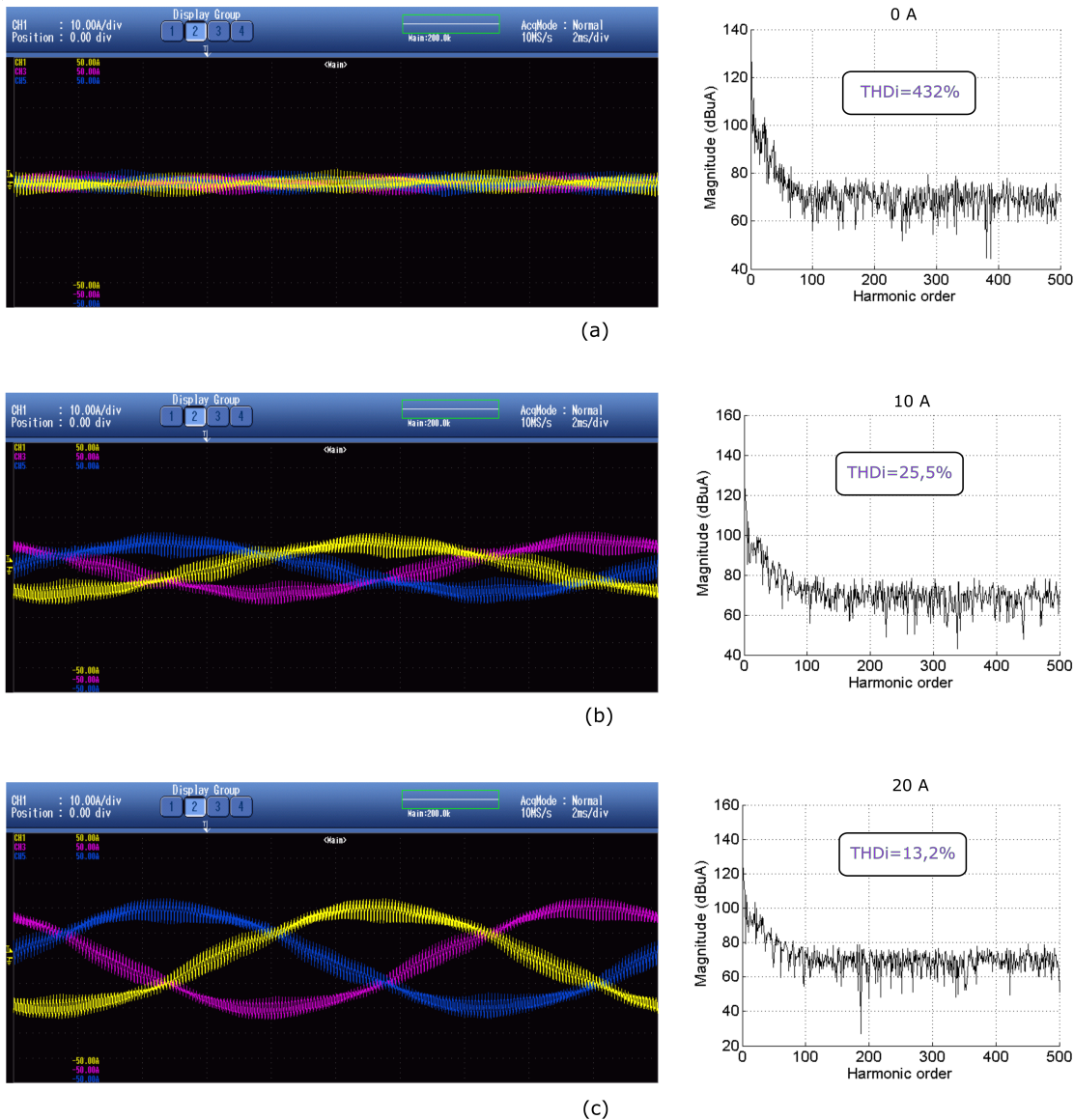
## 4.1 Ensayo en modo diferencial 1

Este ensayo se ha realizado a la salida de potencia del convertidor, a la entrada del filtro LCL. Se ha medido la corriente en cada conductor de forma independiente, disponiendo las pinzas amperimétricas tal como se indica en la figura 4.2.



**Figura 4.2** Puntos de medición del primer ensayo en modo diferencial.

En este ensayo se recoge la medida tanto de la corriente de potencia como de los armónicos (EMI) ya que de esta forma no es posible hacer una medida separada de estas dos componentes. No obstante, en las gráficas, como se ha explicado anteriormente, solo se representa la intensidad de los armónicos de la frecuencia de conmutación de 10 kHz. Asimismo, se ha calculado la tasa de distorsión armónica (THDi) para cada nivel de carga y para una frecuencia fundamental de 50 Hz.



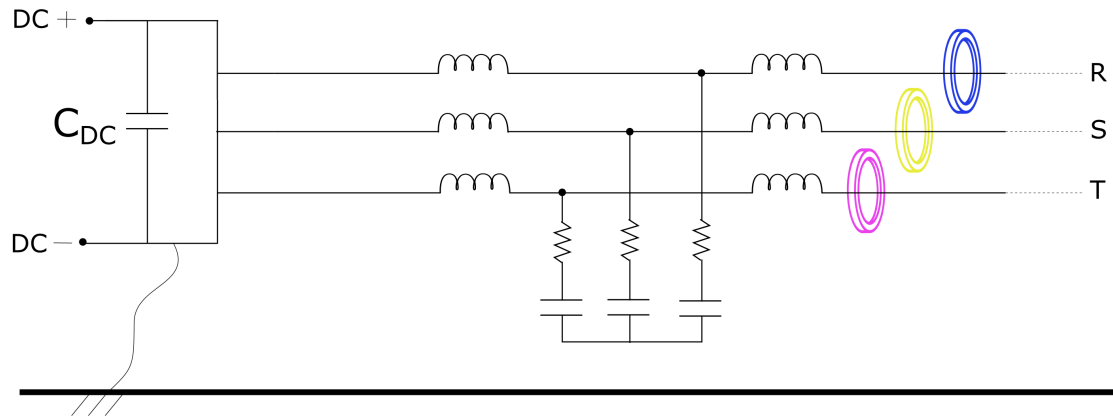
**Figura 4.3** Resultados del primer ensayo en modo diferencial para cargas de (a) 0 A, (b) 10 A y (c) 20A.

En la figura 4.3 se muestran, a la izquierda, las formas de onda de las señales de corriente en los puntos marcados en la figura 4.2. Como se vio en el capítulo 3, la forma de onda de la tensión de un convertidor controlado por PWM es la de un tren de pulsos trapezoidales. Originalmente la corriente también tendría por tanto esa misma forma de onda. No obstante, en este ensayo se ve la componente senoidal, lo cual se debe al efecto de la bobina del lado del convertidor. Este es un primer filtrado de la EMI en modo diferencial.

Las imágenes de la derecha muestran el contenido armónico de la corriente. Se aprecia como el THDi disminuye conforme aumenta la carga. Esto apunta a que la única causa de cambio en la tasa de distorsión armónica es que la fundamental tiene otro valor, mientras que el nivel de EMI se habría mantenido constante. Es decir, la cantidad de EMI es independiente de la carga del convertidor.

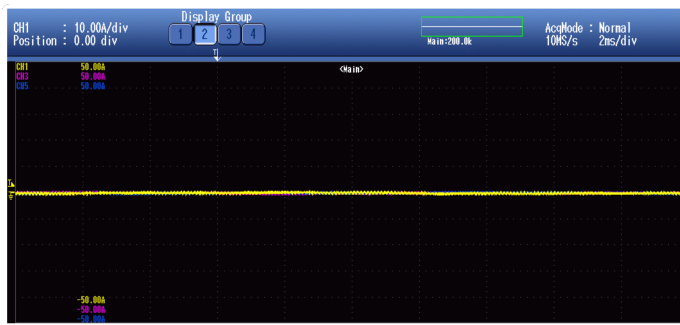
## 4.2 Ensayo en modo diferencial 2

Este ensayo es análogo al anterior, siendo ahora el punto de medida el que se indica en la figura 4.4.

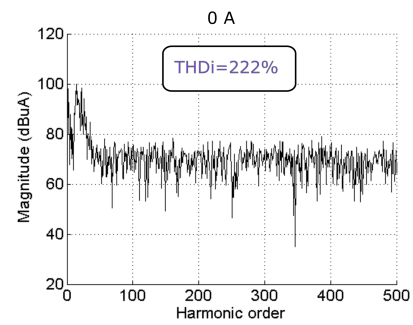


**Figura 4.4** Puntos de medición del segundo ensayo en modo diferencial.

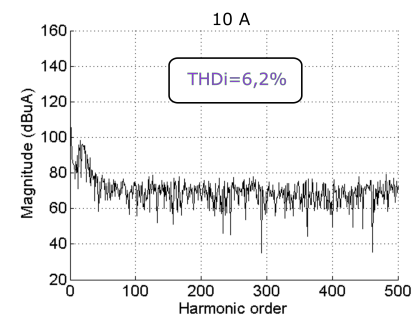
En las imágenes de la izquierda en la figura 4.5 ya se hace visible que la forma de onda contiene un nivel menor de ruido, ya que ha perdido parte del rizado que se observaba en el ensayo anterior. Esto es debido al efecto de la bobina del lado de la red, y sería el segundo filtrado de la señal en modo diferencial del sistema. La tasa de distorsión armónica confirma lo expuesto, con una disminución notable de la misma, de alrededor de un 25%. Aunque de forma sutil, se ve que son los primeros órdenes de armónicos los que sufren una disminución, mientras que el resto se mantiene en el mismo nivel que en el primer ensayo.



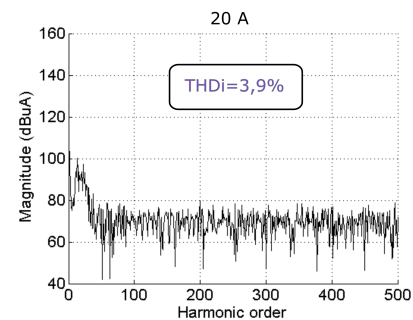
(a)



(b)



(c)

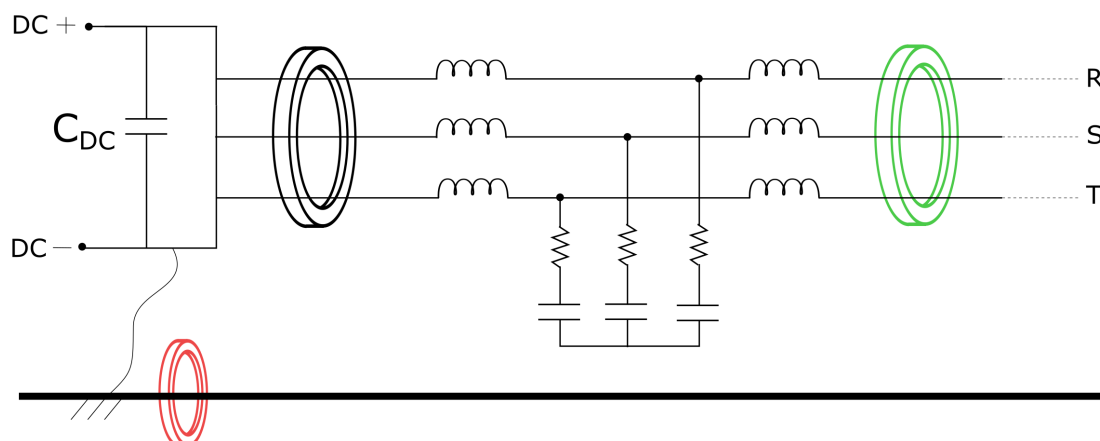


**Figura 4.5** Resultados del segundo ensayo en modo diferencial para cargas de (a) 0 A, (b) 10 A y (c) 20A.

El modo diferencial parece establecerse a partir de la frecuencia de 1,5MHz en un nivel de unos  $70dB\mu A$  antes del filtro (ensayo 1), y en el mismo nivel después del filtro (ensayo 2), solo que lo hace más rápidamente, en la frecuencia de 700kHz

### 4.3 Ensayo en modo común

En este ensayo se ha medido la corriente en los mismos puntos que en los ensayos en modo diferencial, solo que ahora la pinza se dispone en modo común, tal como refleja la figura 4.6. Además, se compara con la corriente que circula por el conductor de tierra, ya que, como se estudió en el capítulo 2, el modo común es la componente de EMI susceptible de circular por el circuito de tierra. Cada color de la pinza en la figura 4.6 se corresponde con la gráfica del mismo color en la figura 4.7.



**Figura 4.6** Puntos de medición del segundo ensayo en modo común.

Con el ensayo en modo común se pretenden tres cosas:

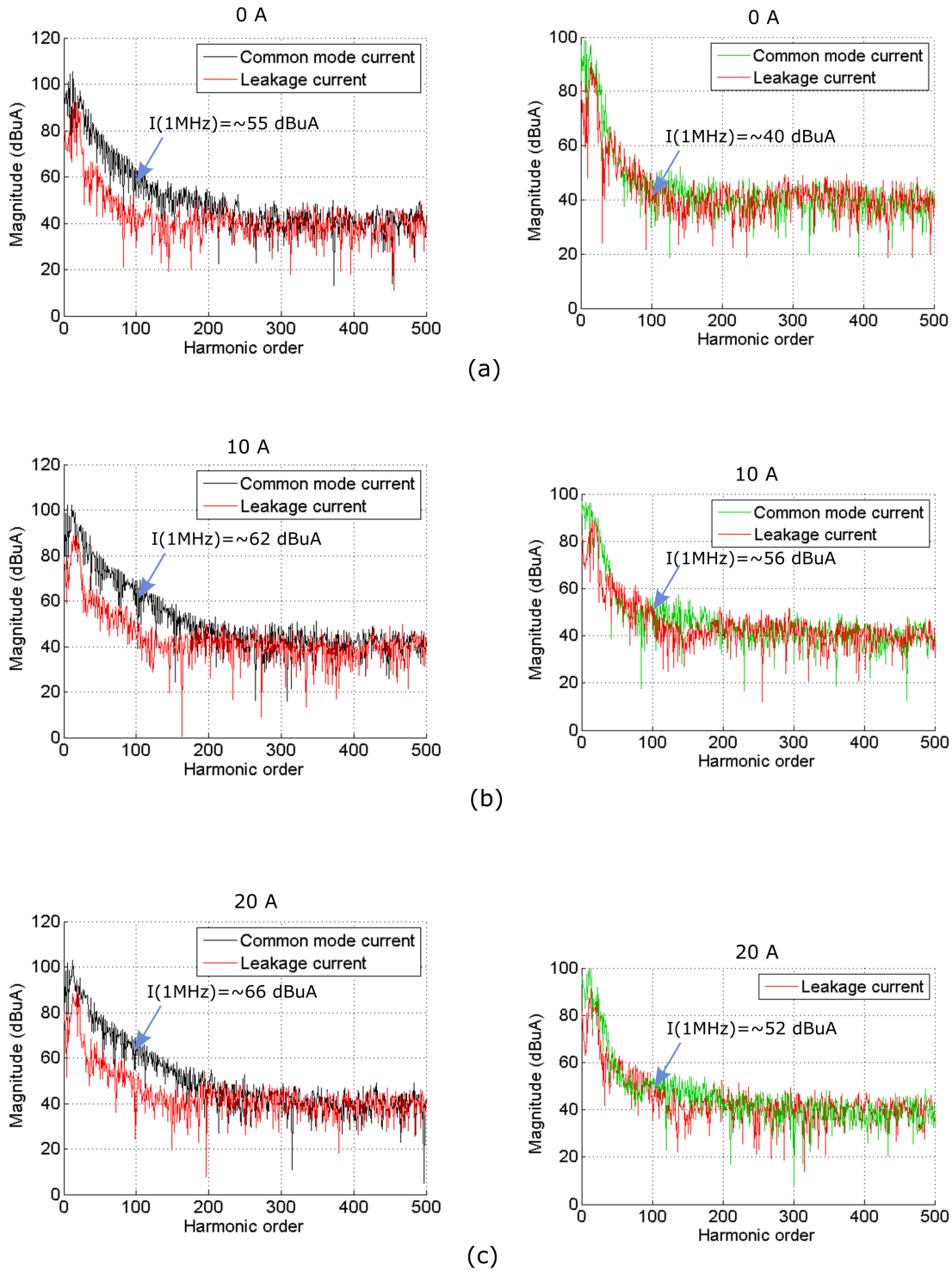
1. Conocer el rango de frecuencias de la componente en modo común.
2. Comprobar que el filtro LCL tiene un efecto sobre la componente en modo común.
3. Estudiar la proporción de corriente en modo común que circula por tierra.

En cuanto a (1), y según los resultados de la figura 4.7 se puede decir que a partir de la frecuencia de 2,5 MHz el modo común de la señal a la entrada del filtro LCL (gráficas de la izquierda, de color negro) se estabiliza en un valor de  $40dB\mu A = 0,1mA$ . Para el modo común a la salida del filtro (gráficas de la derecha, color verde) esta estabilización tiene lugar a unos 2 MHz. Por tanto, y respecto a (2), podemos decir que el filtro LCL sí tiene un efecto atenuador sobre el modo común. Los niveles entre 10kHz - 2,5MHz se atenúan levemente (unos  $10dB\mu A = 3,16\mu A$ ). Por último, en cuanto al punto (3), se ve cómo el modo común a la salida del filtro prácticamente se iguala a la señal de tierra. La existencia de modo común en el lado de la red del filtro LCL refleja que se está inyectando corriente en modo común a la red. Se puede decir que la magnitud de esta corriente no tiene dependencia con la carga, como se puede ver en las gráficas.

Con estas mediciones no es posible la comparación entre las corrientes diferencial y común, ya que las pinzas dispuestas alrededor de una fase medirán la suma de la componente diferencial y 1/3 de la componente en modo común.

Cabe apuntar que la norma impone los límites en la medida de tensión y no de corriente. En este trabajo se ha mostrado la señal de corriente porque ilustra mejor las emisiones conducidas y no se pretende que sea un ensayo normalizado. Para que lo fuera, sería





**Figura 4.7** Resultados del ensayo en modo común para cargas de (a) 0 A, (b) 10 A y (c) 20 A.

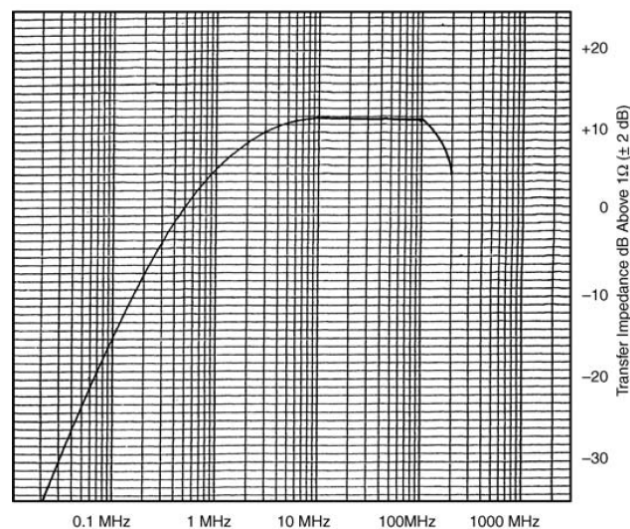
necesario el uso de una LISN, como se expuso en el punto 2.3.1. La medida en tensión podría obtenerse midiendo la corriente y haciendo uso del valor de la impedancia de transferencia de la pinza amperimétrica. En este caso no se cuenta con la curva de impedancia de la pinza usada ni con una LISN, pero se puede hacer una estimación como ejemplo con una

gráfica genérica como la de la figura 4.8. El voltaje se puede calcular como

$$Z_{TdB\Omega} + I_{dB\mu A} = V_{dB\mu V}$$

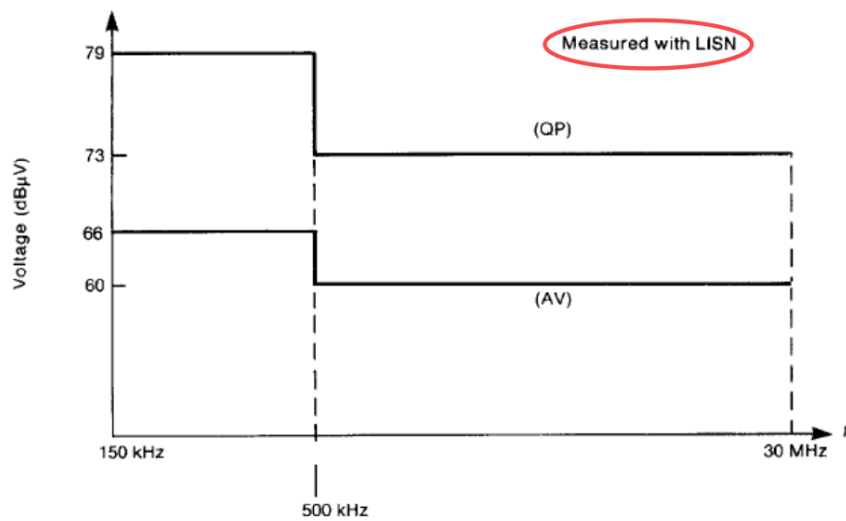
Habría que tomar un dato de emisión conducida de las mediciones del ensayo 2, ya que esta sería la emisión que llega finalmente a la red y contiene el modo diferencial y común. La norma no hace distinción de límites para los diferentes modos de la corriente, por lo que no se debe usar una medida en modo común. Por ejemplo, tomando la corriente a 1 MHz con 15 A de carga según la medición del ensayo 2 y la impedancia de transferencia de la figura 4.8. Para esa frecuencia tenemos

$$4dB\Omega + 68dB\mu A = 72dB\mu V$$



**Figura 4.8** Curva de impedancia de transferencia para una pinza amperimétrica de Fischer Custom Communication.

Los convertidores de uso industrial entran dentro de la clase A de productos de la norma CISPR 22. En la figura 4.9 se muestran los límites que impone esta norma para productos de la clase A. Se tiene que no se cumpliría el límite para medidas de valor medio, pero sí las de cuasi pico. Esto será algo importante a la hora de normalizar las mediciones: Conocer si se están adquiriendo valores de pico, cuasi pico, o medios.



**Figura 4.9** Límites para las emisiones conducidas según la CISPR 22, productos de clase A (AV=Average; QP=Quasi Peak).



## 5 Propuestas de mejora para el sistema actual

---

En este capítulo se exponen aquellas medidas que son factibles implementar para la mitigación de los efectos EMI del sistema descrito en el capítulo 3. Cabe destacar que antes de acometer el presente proyecto ya existían en el sistema componentes destinados a este fin. Algunos de ellos se han mencionado anteriormente. Estos componentes son los filtros EMI de las fuentes de continua, el filtro LCL a la salida del inversor y un choke en modo común en la PCB de control. También pueden considerarse medidas adicionales contra la EMI la conexión a tierra y el aislamiento por medio de la conversión eléctrica-óptica. Este trabajo pretende actuar sobre el resto de parámetros cuyo ajuste sea susceptible de suponer una mejora de la compatibilidad, esto es, cableado, filtros EMI, ubicación de componentes y revisión del conexionado de tierra. Esto se corresponde, como se ilustraba en el punto 2.1, con actuaciones en el camino de las interferencias, y no en el emisor o receptor. En este caso, actuar sobre el emisor significaría, por ejemplo, aumentar el tiempo de subida del inversor o cambiar el algoritmo PWM, acciones que no son objeto de este estudio.

Existen tres razones fundamentales que impulsan el presente estudio de compatibilidad electromagnética. Por un lado, la necesidad de la inyección de una onda de características apropiadas a la red, esto es, en pocas palabras, una onda sin armónicos ni picos de tensión. En segundo lugar, es importante para tratar de mitigar el ruido que afecta al propio funcionamiento del sistema. Por último, para evitar que el ruido viaje aguas arriba de la instalación, afectando a otros equipos del laboratorio.

### 5.1 Modelo de ruido

Aunque disponer de un modelo del sistema no es una mejora propiamente dicha, un modelo de ruido se incluye en este capítulo porque es una mejora desde el punto de vista del método de trabajo en cuanto a compatibilidad electromagnética. Un modelo preciso ayudará a estimar las interferencias antes de implementar algún cambio, para poder predecir, por ejemplo, si este cambio será beneficioso o no. Además, es necesario siempre que se quiera hacer diseño de filtro.

Dicho modelo de ruido consiste en la identificación de las posibles capacidades e inductancias parásitas para tratar de predecir el esquema eléctrico “oculto” de un sistema. Es clave apuntar que la impedancia que “ve” una corriente es dependiente de la frecuencia. Normalmente, para aplicaciones de potencia a los valores nominales de la red de baja tensión, (50 Hz) el valor de la reactancia inductiva de los conductores suele despreciarse. En cambio esta reactancia aumenta considerablemente y se convierte en el valor dominante de la impedancia frente a la resistencia en aplicaciones de alta frecuencia.

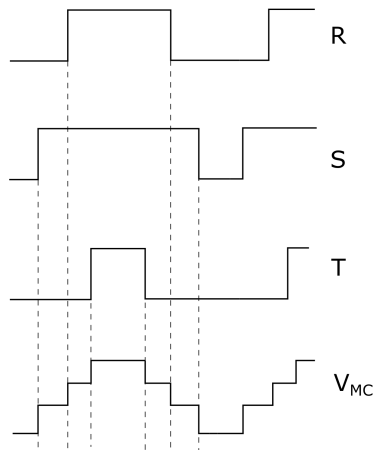
Esto, sumado a que la corriente siempre “buscará” el camino de mínima impedancia, hace que el camino real de la corriente sea difícil de predecir. Así, un conductor que se ha dibujado en el esquema desde las primeras etapas de diseño y que luego ha sido instalado sin ningún problema aparente, puede acabar no siendo el camino de menor impedancia para las componentes de corriente de alta frecuencia (típicamente aquellas que circulan en modo común, que son susceptibles de circular por el plano de tierra, como se apuntó en el punto 2.2). Existen por tanto, a modo de divisor de intensidad, dos opciones para la corriente de alta frecuencia.

1. Que su circulación se derive por capacidades e inductancias parásitas.
2. Que su circulación siga el camino por el conductor diseñado.

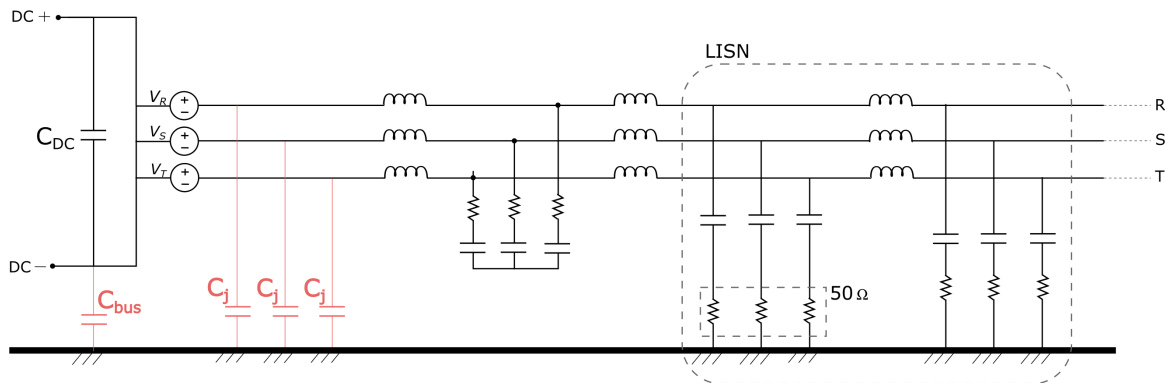
Ello dependerá de las impedancias que supongan los conductores “intencionados” y las partes parásitas. Sin duda la opción (1) es la más dañina, ya que supone acoplamiento de diferentes partes del circuito. Si este acoplamiento se da con una parte inerte desde el punto de vista de las funciones del equipo, como puede ser el chasis metálico de algún componente puesto a tierra, el problema puede resultar en la actuación de las partes protectoras del circuito, como pueden ser interruptores diferenciales (de aquí el interés del uso de diferenciales superimnuizados en aplicaciones donde la carga no es lineal y genera armónicos). En cambio, el problema puede ser más grave si ese acoplamiento involucra una parte sensible del sistema, como pueden ser los elementos físicos encargados del control (PCBs y cableado de señal). Por su parte, la opción (2) tampoco es algo positivo, ya que se da la posibilidad de transmitir el ruido de forma conducida o radiada a otros dispositivos del sistema. Así, un modelo de ruido ayuda a advertir los posibles caminos alternativos que puede tomar la corriente.

En este caso, un inversor de corriente controlado por PWM, la generación de corriente en modo común se debe al voltaje en modo común a la salida del inversor. El voltaje en un punto neutro del sistema con respecto a tierra no es cero, y por lo tanto existe voltaje en modo común,  $V_{CM}$  [11]. En la figura 5.1 se muestra de forma esquemática la salida típica del voltaje de cada fase en un inversor trifásico y la correspondiente tensión en modo común.

Para el caso objeto de estudio, un posible modelo de ruido se presenta en la figura 5.2. Las fuentes sustituyen a los transistores IGBT por simplicidad en la representación. En el esquema,  $C_{bus}$  representa la capacidad parásita que se formaría entre el bus de continua, representado por  $C_{DC}$ , y el disipador de calor del inversor (conectado a tierra). Por su parte,  $C_j$  representa la capacidad parásita a la salida del inversor, aquellas generadas por los cables de las fases. A la derecha se encuentra el filtro LCL y una LISN que, como se vio en el punto 2.3.1, presenta una resistencia de  $50\Omega$ . Si no se empleara una LISN, no se conocería la impedancia de la red, y por lo tanto no se podría calcular el circuito. Por ello, a la hora de verificar si el modelo es válido mediante mediciones, estas deberán hacerse conectando una LISN.



**Figura 5.1** Los anchos de pulso de cada fase en una aplicación PWM se superponen y dan lugar al voltaje en modo común.



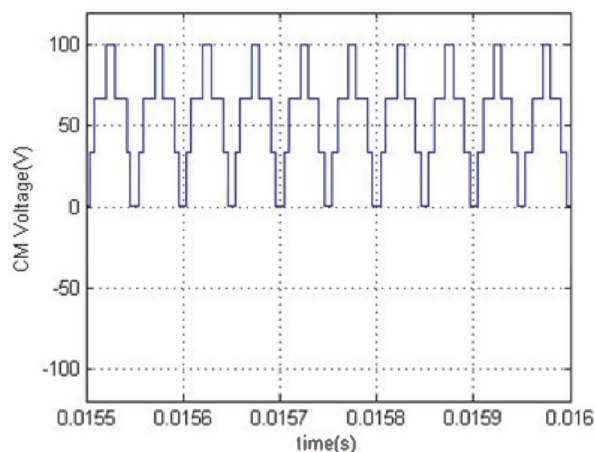
**Figura 5.2** Esquema de un posible modelo de ruido del convertidor en estudio.

Modelar el ruido es una práctica muy extendida en sistemas de inversores conectados a la red en aplicaciones fotovoltaicas. En este texto, el modelo que se propone sigue la base del expuesto en [23], en el que se introducen mejoras respecto a otros, como:

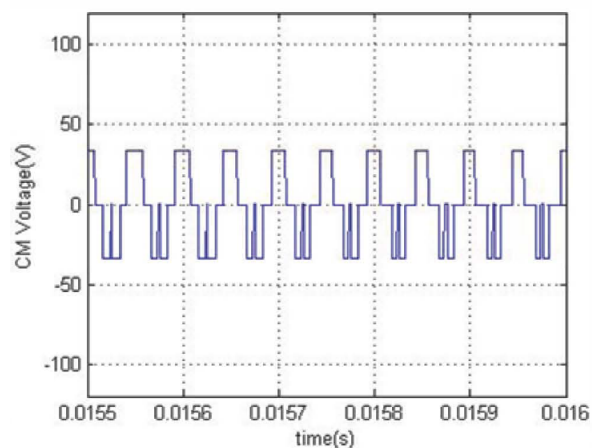
1. Tener en consideración la existencia de un filtro LCL.
2. Contabilizar la impedancia de una LISN conectada a la salida del filtro LCL.
3. Modelado del camino de la corriente.
4. Modelado de la fuente de tensión.

El punto (1) supone una mejora porque contabiliza la capacidad parásita que pueda tener lugar en el filtro, así como por sumar la impedancia de este. La mejora (2) significa que teniendo conectada la LISN, el circuito de alta frecuencia se verá bloqueado en ese punto, por lo que no será necesario modelar la red eléctrica. Gracias a (3) se computa la impedancia del camino que sigue la corriente en modo común. Este es un punto importante porque, como se comentaba antes, los conductores suponen una impedancia mucho mayor en alta frecuencia. Además se computan las impedancias de las capacidades parásitas. El punto (4) da fiabilidad al modelo, ya que se estaría teniendo en cuenta de la forma más aproximada posible la tensión que genera el modo común. Para ello se debe tener en cuenta

la amplitud del voltaje que se aplica al bus de continua, la frecuencia de conmutación del inversor y el esquema de modulación PWM. Esto último es necesario porque diferentes formas de implementar el PWM dan lugar a diferentes formas de onda (y magnitudes) de  $V_{CM}$ . De lo cual se extrae, al mismo tiempo, que se genera menos ruido con unos esquemas PWM que con otros. En las figuras 5.3 y 5.4 se muestra una comparativa entre las tensiones generadas por dos algoritmos PWM diferentes, apreciándose cómo la segunda es de una magnitud menor, y por lo tanto mejor en términos de compatibilidad electromagnética.



**Figura 5.3**  $V_{CM}$  generada según esquema PWM de [13].



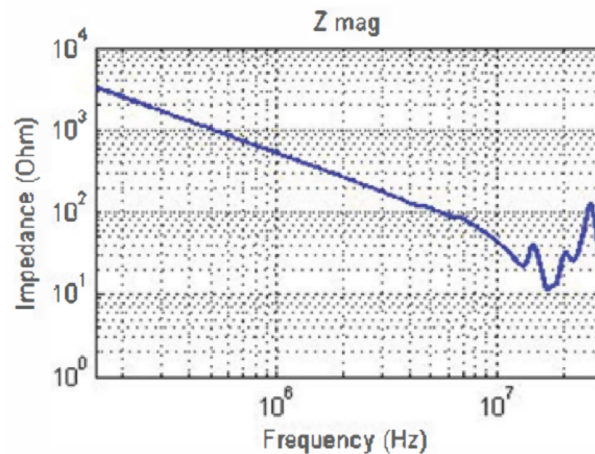
**Figura 5.4**  $V_{CM}$  generada según esquema PWM de [4].

Por tanto, la construcción del modelo se puede dividir en dos partes: Modelado de la fuente; y modelado del camino parásito (también llamado en la literatura circuito de alta frecuencia). En el convertidor bajo estudio se tiene una señal de voltaje de 750 V, con una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

Por otro lado, aproximar los valores de las capacidades parásitas puede hacerse midiendo impedancias en aquellos tramos susceptibles de que se produzcan. El objetivo es conocer la impedancia en función de la frecuencia y, por medio del método de dispersión de parámetros, calcular el valor de la capacidad (o inductancia) correspondiente de ese tramo. En la figura 5.5 se muestra este tipo de mediciones. Se observa una impedancia capacitiva a baja frecuencia, ya que la impedancia disminuye con la frecuencia. La frecuencia de



resonancia se sitúa en los 20 MHz.



**Figura 5.5** Ejemplo de medición de impedancias en función de la frecuencia. Resultados obtenidos en [23].

Como conclusión, cabe decir que el modelo se podría usar para la predicción de la emisión de ruido en modo común ante el cambio de algún dispositivo del sistema, desde los filtros hasta el propio inversor. Para ello faltaría por modelar la fuente y medir con un ohmímetro en los puntos indicados. Después se obtendrían los valores de los componentes parásitos y por último se podría calcular o simular el circuito.

Hay que hacer mención a lo que se apuntaba en el punto 2.4 sobre el tamaño eléctrico. La resolución de este circuito aplicando las leyes de Kirchoff solo será válida cuando el tamaño eléctrico de los conductores sea menor que  $\lambda/10$ . Para el equipo en estudio, se ha estimado en el punto 3.2 un ancho de banda de 5,3 MHz, y por tanto una longitud de onda:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{5,3 \times 10^6 \text{ Hz}} = 56,6 \text{ m}$$

Donde  $v$  es la velocidad de la luz. Todos los conductores del equipo son menores que 5,6 m, por lo que son eléctricamente pequeños.

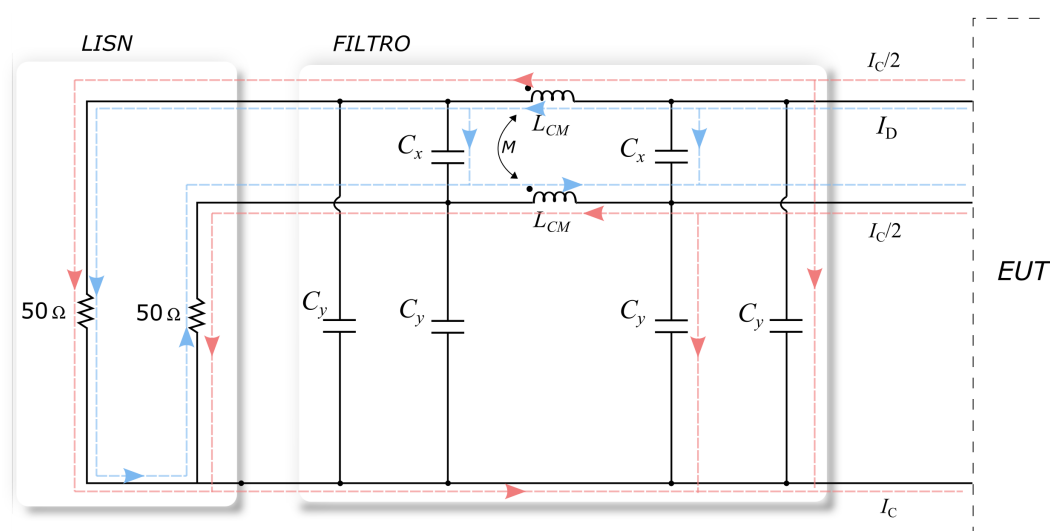
## 5.2 Filtrado EMI

El filtro LCL con el que cuenta el sistema y que se ha descrito en el capítulo 3 es una parte fundamental del sistema en términos EMC. Con él se consigue una forma de onda de intensidad sinusoidal, eliminando en gran medida la componente de ruido en modo diferencial. Dicho filtro muestra una atenuación de tercer orden para el modo diferencial, pero de primer orden para el modo común de la corriente [10]. Esto apunta a la necesidad de mitigar el modo común de alguna otra forma. En este apartado se proponen dos técnicas diferentes:

1. Instalación de un filtro de red.
2. Instalación de filtro en modo común.

### 5.2.1 Filtro de red

La primera opción es la instalación de un filtro de red. Estos filtros son ampliamente utilizados en aplicaciones que involucran convertidores. En la figura 5.6 se ilustra el circuito (monofásico, por simplicidad) que forma un filtro de red conectado a una LISN. Es un dispositivo compuesto por elementos pasivos, en el que existe una inductancia dispuesta en modo común, denotada por  $L_{CM}$ , que es un CMC que actúa como impedancia para el modo común. Los filtros de red suelen ser en su mayoría simétricos, es decir, tanto la morfología como los valores de las capacidades de los condensadores son iguales a ambos lados de  $L_{CM}$ . Según la función de los condensadores se diferencian dos tipos de condensadores. Los condensadores  $C_x$  están conectados entre conductores activos (entre fases en un sistema trifásico o entre fase y neutro en un sistema monofásico), y actúan sobre la alta frecuencia (ruido) en modo diferencial, derivándola. Los condensadores  $C_y$  están dispuestos entre el conductor activo y tierra, y derivan la corriente en modo común a tierra. Uno de los requisitos de diseño de los fabricantes de este tipo de filtros es que los condensadores  $C_y$  no permitan corrientes de fuga a tierra demasiado elevadas. Los valores límite dependen principalmente de la aplicación. En sistemas de potencia 30 mA suele ser el valor típico, mientras que en aplicaciones médicas suele estar en el orden de los  $\mu A$ .



**Figura 5.6** Esquema de un filtro de red conectado a una LISN.

La información que se encuentra en los catálogos de fabricantes de filtros de red está sujeta a unas condiciones muy específicas de voltaje e impedancia. Si el sistema en el que se instala un filtro tiene características ligeramente diferentes a aquellas para las que están tomados los datos del catálogo, el filtrado puede variar en consideración, siendo una de las consecuencias la excesiva corriente de derivación a tierra, provocando la actuación de interruptores diferenciales de la instalación.

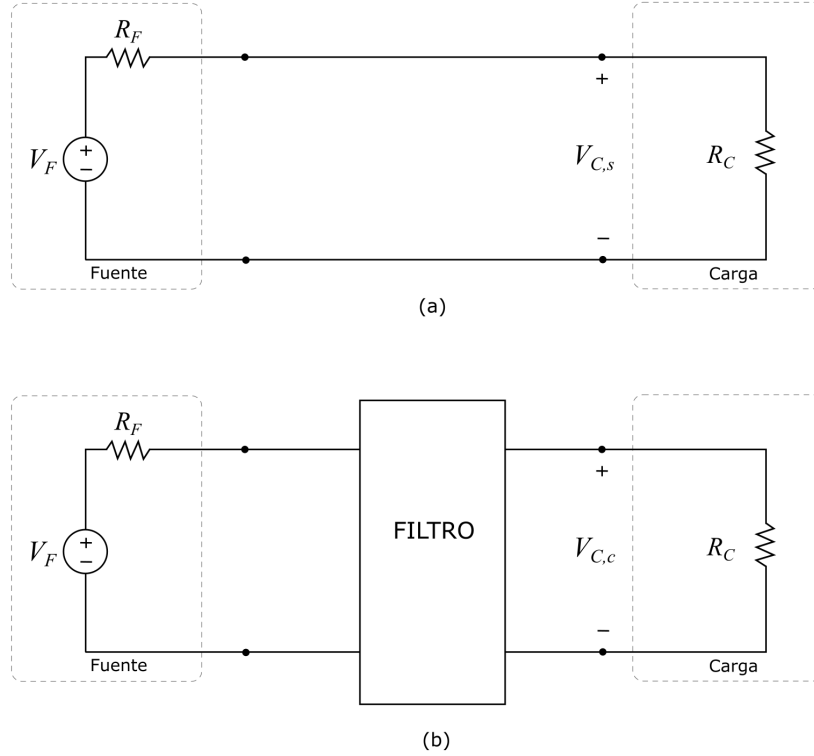
Para solucionar esto, los fabricantes suelen dar varias curvas (denominadas curvas de atenuación o de inserción de pérdidas), según distintos valores de impedancia a un lado y otro del filtro. Estos valores suelen ser  $50/50\Omega$ ,  $0.1/100\Omega$  y  $100/0.1\Omega$ , donde la primera de ellas es la más alejada de la situación de un sistema real [2]. La inserción de pérdidas se define como la relación de voltajes en el lado de la carga con el filtro conectado y sin él, según la ecuación (5.1), que, siguiendo algunas simplificaciones que se detallan en [18], se

obtiene (5.2), apreciándose la dependencia con la impedancia a un lado y a otro del filtro. Una representación se muestra en 5.7.

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{C,s}}{V_{C,c}} \right) \quad (5.1)$$

$$IL_{dB} \cong 20 \log_{10} \left( \frac{\omega L}{R_F + R_C} \right) \quad (5.2)$$

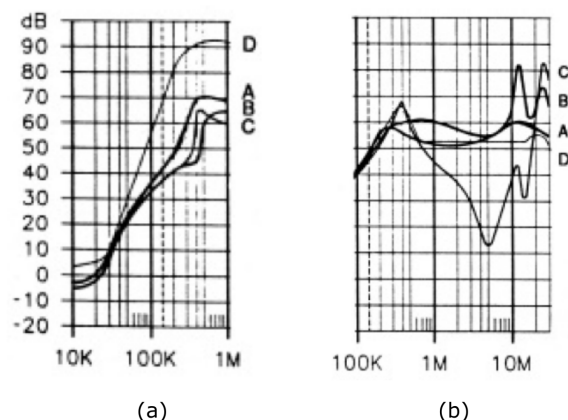
Donde  $V_{C,s}$  es el voltaje de la carga sin el filtro y  $V_{C,c}$  es el voltaje de la carga con el filtro.



**Figura 5.7** Definición de pérdidas de inserción: (a) Voltaje de la carga sin filtro y (b) con filtro.

En la figura 5.8 se muestran curvas típicas que encontramos en los catálogos. Las curvas “D” son las correspondientes a una configuración 50/50  $\Omega$ . Se puede observar como en el caso de la curva para el modo diferencial, en cualquier otro caso que no sea el de la curva “D”, existe un rango de frecuencias más bajas con valores de atenuación negativos, es decir, para el que el filtro las amplifica. Podría ser que este filtro no empeorase un test de emisiones conducidas según la norma, ya que el test se hace para el rango de 150 kHz a 30 MHz, pero podría ser un problema para el funcionamiento habitual del dispositivo o sistema.

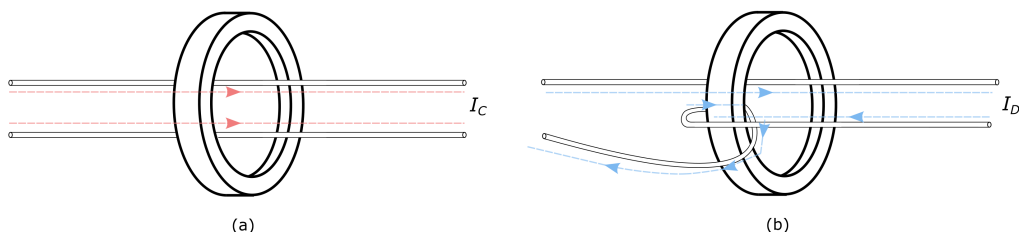
Como se apuntaba al inicio de este apartado, cada componente, de forma ideal, actúa bien sobre el modo común o bien sobre el modo diferencial de las emisiones conducidas. Esto significa que para que el diseño sea lo más efectivo posible y se ahorren costes y trabajos de reajuste futuros, este debe hacerse particularizando para cada componente y que es necesario conocer el nivel de cada componente en cada caso particular. Lo cual se traduce en implementar técnicas que nos permitan separar el modo común del modo



**Figura 5.8** Curvas de atenuación típicas para el modo (a) diferencial y (b) común de la corriente.

diferencial.

Esto puede hacerse de forma sencilla (aunque no normalizada) para un sistema monofásico. Usando una pinza amperimétrica a la que se le hagan pasar todos los conductores de una línea obtendríamos el modo común. De esta forma se midió en el punto 4.3. Para medir el modo diferencial se puede hacer pasar los cables por la pinza amperimétrica tal como se ilustra en la figura 5.9[22]. En cambio, para un sistema trifásico esto no es posible, ya que la corriente diferencial se encuentra desfasada  $120^\circ$  y no  $180^\circ$ , por lo que no se puede hacer pasar el cable por la pinza de forma que sus campos magnéticos se sumen y aporten una medición del modo diferencial.



**Figura 5.9** Forma sencilla de separar la medida del (a) modo común del (b) modo diferencial con una pinza amperimétrica.

Si no es posible conocer por separado el nivel de cada componente de la corriente, no podrá hacerse diseño de un filtro de red. Una buena alternativa sería hacer uso de un modelo de ruido como se explica en el punto 5.1 e implementar un circuito separador como los expuestos en los artículos [17], [3] y [12] para poder hacer diseño de filtro en base a simulaciones.

### 5.2.2 Filtro de modo común

Como se ha expuesto a lo largo del texto, el modo común es potencialmente más problemático que el modo diferencial. Ya que el sistema cuenta ya con un filtro para el modo diferencial, es interesante actuar de forma exclusiva ante el modo común. Ya se ha apuntado anteriormente que una de las partes principales de acoplamiento parásito del sistema es el disipador de calor, el cual, por razones de seguridad, se pone a tierra.

Si el disipador no se pusiera a tierra, entonces este actuaría como una antena controlada por la tensión respecto a tierra y aumentarían las emisiones radiadas [5]. Esto quiere decir que el disipador forma parte del circuito de alta frecuencia en modo común.

Esta corriente se puede confinar aprovechando el punto neutro del filtro LCL. Si se conecta dicho punto con el disipador de calor, se crea un bypass, gracias al cual se crea un divisor de intensidad en el punto neutro. Esto tiene dos ventajas: Se reduce la proporción de corriente en modo común que se transmite a la red y además, se reduce la emisión radiada, ya que el nuevo tramo por el que circula el modo común es más corto.

En [10] se propone además la conexión de dos capacidades,  $C_{g1}$  y  $C_{g2}$ , y dos resistencias,  $R_{g1}$  y  $R_{g2}$  como se indica en la figura 5.10, para limitar la tensión a la que se pueda encontrar el disipador de calor, ya que la tensión de contacto debe ser inferior a 25 V, de acuerdo con el IEC 61140.

Para el diseño de las capacidades  $C_{g1}$  y  $C_{g2}$  se estima de forma simplificada la tensión del disipador como:

$$V_{hg}(s) = V_{CM}(s) \frac{C_{b-d}}{C_{b-d} + C_{d-g} + C_{g1} + C_{g2}}$$

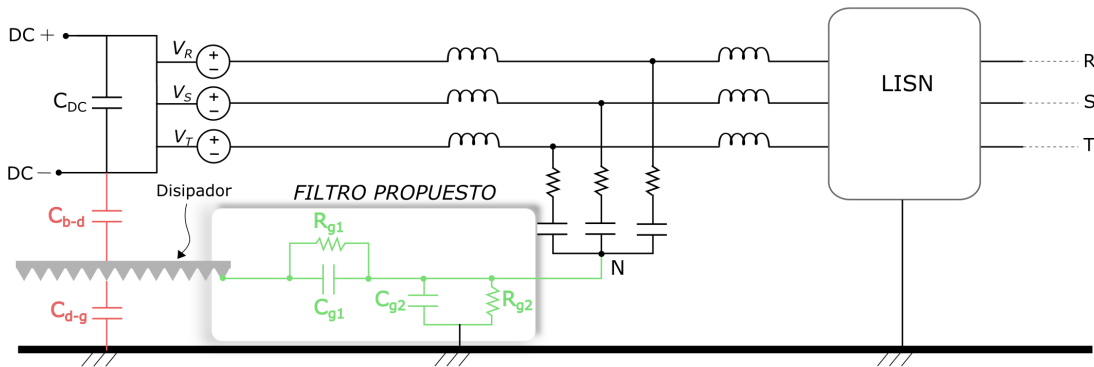
Donde  $V_{hg}$  es la tensión del disipador y  $V_{CM}$  es la tensión de modo común. En cuanto a las resistencias  $R_{g1}$  y  $R_{g2}$ , se incluyen al filtro para mantener al disipador en una baja tensión de contacto también en casos de sobretensión en la red de alimentación. Para su diseño se puede usar la ecuación:

$$|I_{CM}(s)| = \left| \frac{V_{CM}(s)}{\omega L_g + Z_{nh}(s) + Z_{hg}(s)} \right|$$

Donde  $I_{CM}$  es la corriente en modo común,  $L_g$  es la inductancia del lado de la red del filtro LCL, y donde las impedancias son:

$$Z_{nh}(s) = \frac{1}{sC_{g1}} \parallel R_{g1}$$

$$Z_{hg}(s) = \frac{1}{sC_{g2}} \parallel R_{g2}$$



**Figura 5.10** Filtro en modo común entre el neutro del LCL y el disipador de calor del convertidor.

### 5.3 Cableado

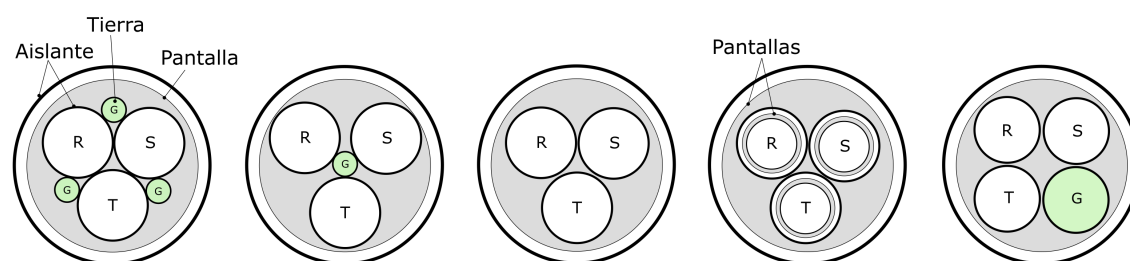
Los cables son una parte crucial en el diseño EMC de cualquier sistema. Su correcta selección y distribución espacial pueden reducir los problemas de EMI.

Analizando el caso de estudio, se ha identificado al inversor como la fuente de ruido y la PCB por la que circulan las señales de control como el receptor. Los cables se identifican como parte del camino de uno a otro para la transmisión de las interferencias. Sin embargo, una vez centrados en los cables, también conviene identificar cuáles actúan como emisores y cuáles como receptores. La respuesta es fácil de intuir, pues será emisor el cable a la salida de alterna del inversor. El resto del cableado es de control o medida, y por lo tanto sensible. Estos cables serán los receptores.

Se tiene entonces una situación en la que existe un único emisor y varios receptores. Esto se puede combinar con la idea de que el blindaje, en general, se puede usar tanto para proteger a un receptor como para evitar que un emisor radie. Se deduce, por tanto, que lo más eficiente en términos de coste y sencillez será actuar solo sobre el emisor.

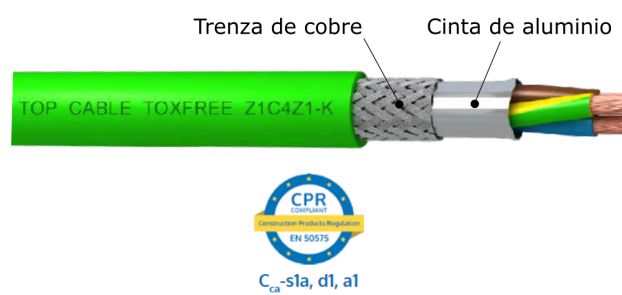
En el estado actual del sistema se están utilizando para este tramo cables unipolares para cada fase. Un primer cambio necesario a introducir será el uso de un cable multipolar, lo cual permite que se produzca cancelación de campos entre los propios conductores. Para ello es necesario que la ubicación relativa de los conductores dentro del cable conserve simetría.

Esto permite establecer una jerarquía de cables que se puede ordenar de menor a mayor recomendación, como se ilustra en la figura 5.11. Los cables que cuentan con un conductor de tierra, ofrecen mayor simetría cuando este está dividido en tres [8]. No obstante, en este caso no se llevará cable de tierra desde el inversor al filtro LCL, por lo que se propone un cable sin conductor de tierra.



**Figura 5.11** De izquierda a derecha, orden de preferencia a la hora de elegir un cable multipolar desde el punto de vista de la simetría.

Otra consideración importante será la pantalla, que es especialmente recomendada cuando se trata de tramos cortos y existen otros componentes electrónicos sensibles situados cerca del cable. Las opciones que más se ven en el mercado para las pantallas son trenza de cobre o cinta de aluminio. La primera es menos eficaz debido a que deja huecos, aumentando las capacidades parásitas, como se mostró en el punto 2.5.2. Así, para este trabajo se propone el uso del cable multipolar con pantalla doble de trenza de cobre y cinta de aluminio, para un mayor recubrimiento. Además, debido a la existencia en el sistema de un banco de condensadores electrolíticos, se recomienda el uso de cables adecuados para trabajar en una zona ATEX, con grado de protección  $C_{CA} - s1a, d1, a1$ . Un ejemplo es el Toxfree Z1C4Z1-K del fabricante Top Cable, que se muestra en la imagen 5.12.



**Figura 5.12** Cable elegido para la salida de alterna del inversor objeto de estudio.

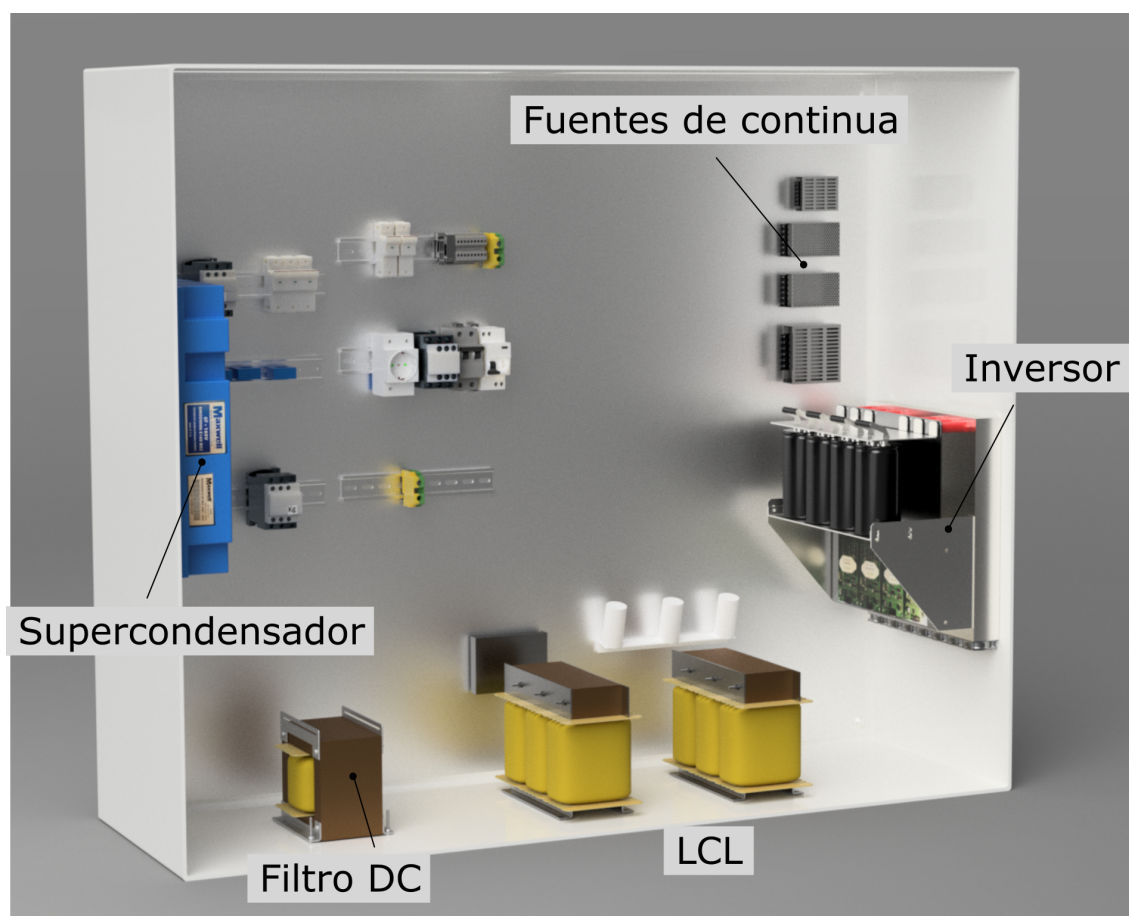


## 5.4 Ubicación de componentes

Como se ha ido viendo a lo largo del capítulo 2, existe una gran dependencia de los efectos de interferencias con la distribución espacial de equipos y cables. Por ello, se propone que la ubicación de los componentes del armario se redistribuya teniendo en cuenta los siguientes factores.

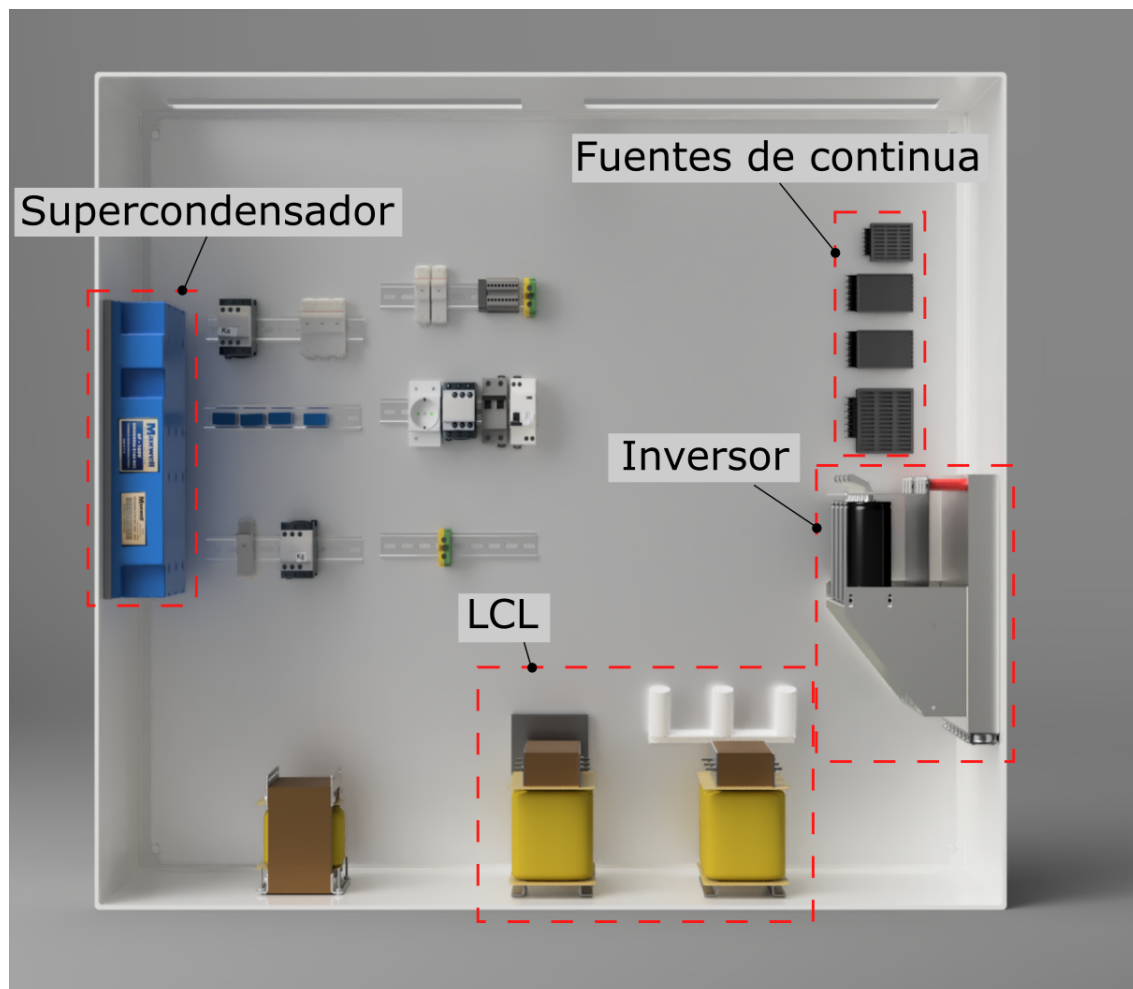
1. Longitud de los tramos, especialmente aquellos que portan alta frecuencia.
2. Proximidad de la parte emisora con la receptora.
3. Orientación relativa entre el cableado del emisor y receptor.

Para ayudar a definir la nueva distribución se ha generado un modelo 3D del armario. El resultado se muestra en las figuras 5.13 y 5.14. Como se aprecia, se ha tratado de situar el filtro LCL lo más cerca posible del inversor y de instalarlo de la forma más compacta posible. Como se vio en el capítulo 4, la señal se ve menos filtrada a la entrada del LCL, y por lo tanto, el tramo entre el convertidor y el LCL es el que tiene mayor potencial para radiar. Con la nueva ubicación se acorta dicho tramo, con lo que se reduce la radiación. Además, de esta forma, el cable de potencia no cruza todo el armario y la nueva distribución favorece que el cableado de potencia se disponga de forma perpendicular al de control para minimizar el acoplamiento.



**Figura 5.13** Perspectiva de la nueva distribución del armario según criterio EMC.





**Figura 5.14** Vista frontal de la nueva distribución del armario según criterio EMC.

## 5.5 Consideraciones de puesta a tierra

Poner a tierra las carcasas, chasis, o cualquier parte metálica de un equipo eléctrico (comúnmente denominada masa) es importante en todo caso por motivos de seguridad, entre los que destacan los siguientes [1]:

1. Protección de la instalación ante descargas atmosféricas.
2. Establecimiento de un camino para las corrientes de retorno.
3. Homogeneizar y estabilizar corrientes eléctricas.
4. Minimización de la tensión en chasis y carcasas de dispositivos eléctricos.
5. Protección para las personas.
6. Prevención ante descargas electrostáticas.

Sin embargo, de esta lista se pueden diferenciar dos tipos de puesta a tierra. Uno, como en [18], se puede denominar tierra de seguridad. Este tipo sería el que existe en cualquier instalación interior en baja tensión y que sirve para, junto con un interruptor diferencial en cabecera del circuito, proteger equipos y personas de contactos indirectos en una situación de falla eléctrica de un equipo o carga. Aquí, el cable de tierra suele tener corriente de forma eventual. El segundo tipo es la tierra de señal, y se corresponde con lo indicado en el punto (2) de la lista: su objetivo es dar un camino para corrientes de retorno.

En el caso de estudio se tiene una puesta a tierra que es combinación de los dos tipos que se acaban de exponer. Las capacidades parásitas ponen a partes metálicas de los equipos (como en nuestro caso el disipador del convertidor) en tensión sin necesidad de falla. En España, la tensión de contacto máxima permitida por el REBT (ITC-BT-18) son 24 V, y esto deberá ser un parámetro más de diseño, como ocurriría con el filtro en modo común expuesto en el punto 5.2.2. Por el otro lado, los conductores de tierra conducirán la corriente que se derive de las pantallas de los cables, filtros y también componentes adicionales fruto de acoplamientos.

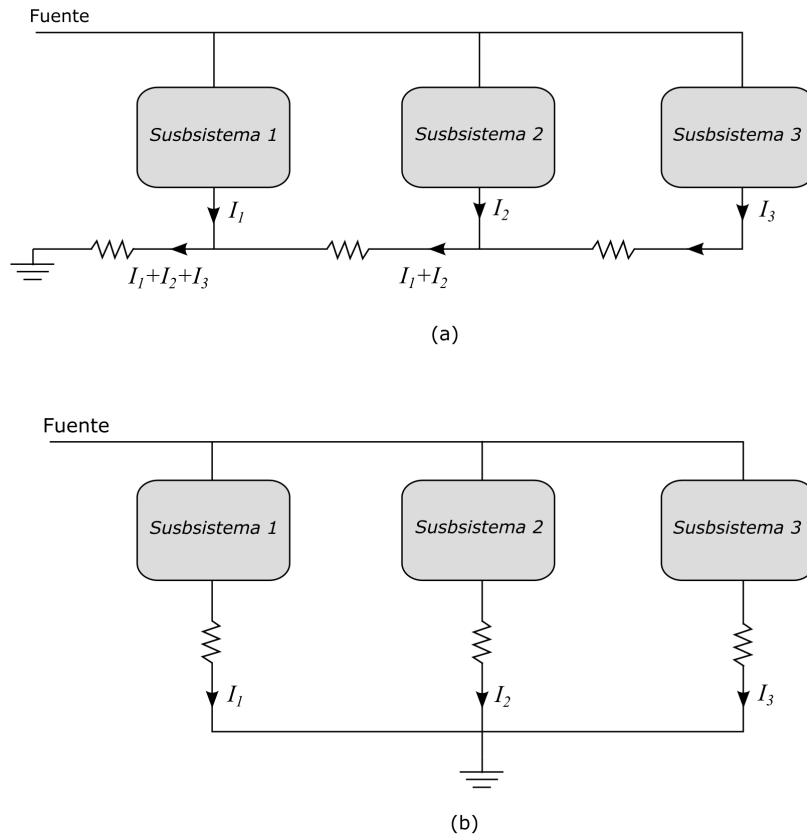
Por ello, hay que tratar a los conductores de tierra como parte integral del circuito. La corriente sigue siendo de alta frecuencia al circular por ellos, lo cual significa que seguirá existiendo en ellos una componente de reactancia inductiva dominante ante la resistencia, y que la corriente de alta frecuencia podría encontrar caminos alternativos de menor impedancia. Dicho de otro modo, la intención de la puesta a tierra es dar un camino de baja impedancia para la corriente en modo común de alta frecuencia, pero esto no se conseguirá si no se tienen en cuenta ciertas consideraciones como las que se comentan a continuación.

### 5.5.1 Esquema de puesta a tierra

Las características que tiene un buen diseño de tierra en términos de compatibilidad electromagnética se pueden enumerar en:

1. No permite acoplamiento por impedancia común
2. Supone una impedancia lo más baja posible
3. No provoca acoplamientos capacitivos ni inductivos

La característica (1) tiene especial relevancia, ya que con el esquema de tierra es prácticamente la única forma de introducir acoplamiento de este tipo. Si se tiene, como es este caso, un sistema formado por varios equipos o subsistemas, se puede decir que existen varias formas de implementar la puesta a tierra. Básicamente se pueden diferenciar por sistemas de tierra centralizada o distribuida. En el tipo centralizado solo existe una conexión con el cable de tierra y esto se puede hacer en serie o en paralelo, tal como se muestra en la figura 5.15.

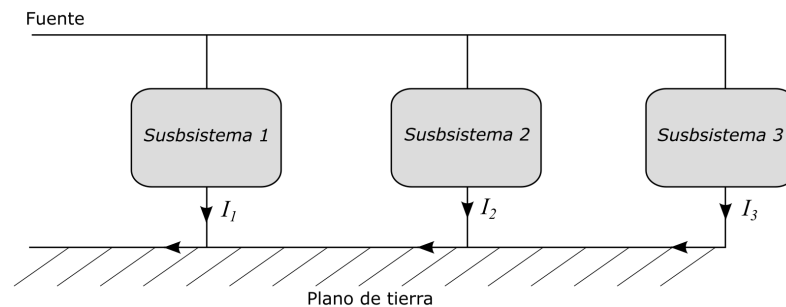


**Figura 5.15** Método de puesta a tierra según esquema centralizado (a) en serie y (b) en paralelo.

En serie se da un claro acoplamiento por impedancia común, de forma que el ruido del componente 3 acaba introduciéndose en los subsistemas 1 y 2, por ejemplo. Además, siguiendo en el caso del componente 3, la tensión de su punto de conexión con tierra será:  $Z_{G1}I_1 + (Z_{G1} + Z_{G2})I_2 + (Z_{G1} + Z_{G2} + Z_{G3})I_3$ , con lo que se ve que las impedancias de los otros componentes también afectarán al componente 3 [18]. Con la configuración en paralelo se desacopla la impedancia común, aunque es susceptible de tener otros puntos negativos, como el acoplamiento con otros cables del sistema o la radiación si su longitud debe ser demasiado grande, factores que, como se ha analizado en el punto 2.4, dependen del rango de frecuencia. Es por ello que se suele decir que un esquema de tierra centralizada es más recomendado para aplicaciones de baja frecuencia.

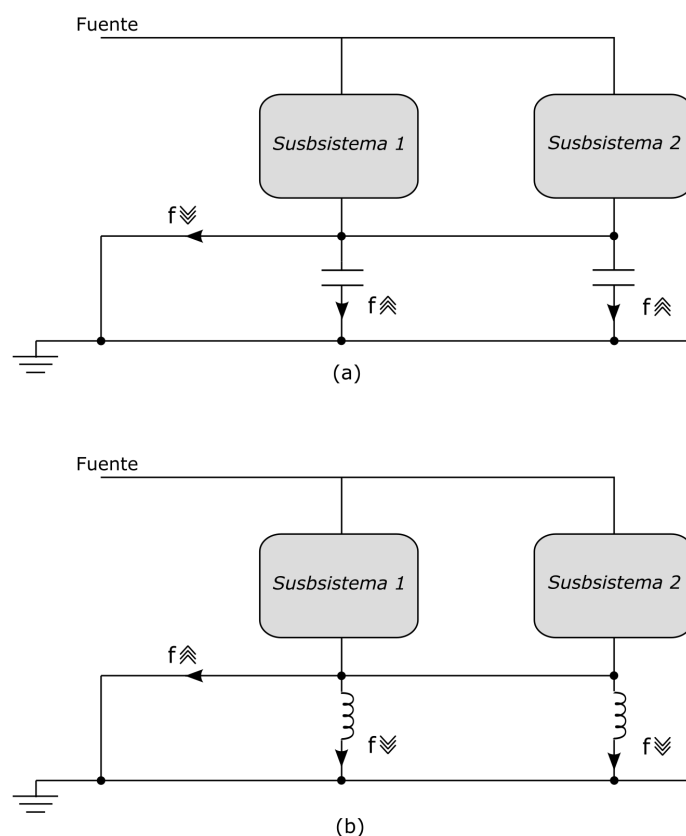
Por su parte, un esquema de tierra distribuido a simple vista se asemeja al centralizado en serie, como se muestra en la figura 5.16. Se considera distribuido cuando se dispone de un conductor o, típicamente un plano de tierra cercano con impedancia cero, lo cual supone una ventaja respecto al esquema centralizado. Son más efectivos para las componentes de

alta frecuencia. Sin embargo, como se ha apuntado anteriormente, en una aplicación de alta frecuencia no existe el caso para el que un conductor suponga impedancia cercana a cero.



**Figura 5.16** Método de puesta a tierra según esquema distribuido.

Los dos tipos centralizado y distribuido de esquemas de tierra se pueden combinar para dar lugar a esquemas híbridos. En ellos se instala un sistema de tierras que tiene un comportamiento dinámico con la frecuencia. En la figura 5.17(a) se tiene un circuito de tierra conectado en un solo punto a tierra (centralizado) para las componentes de baja frecuencia, y en varios puntos (distribuido) para las de alta frecuencia. Lo contrario ocurre para el caso híbrido de la figura 5.17(b).



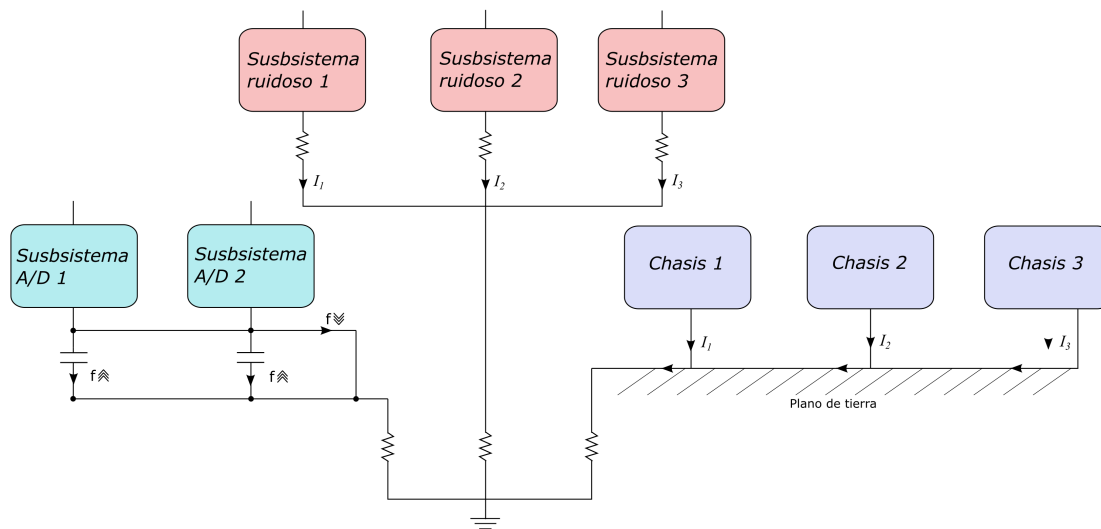
**Figura 5.17** Método de puesta a tierra según esquema híbrido.

Adicionalmente, cabe apuntar que es conveniente dividir la puesta a tierra siempre en tres grupos de circuitos bien diferenciados, para permitir un desacople de impedancia efectivo.

Esta división se hace en base a la naturaleza del subsistema, considerando si es un circuito:

1. Analógico/digital, de bajo nivel de potencia.
2. De potencia “ruidoso”.
3. Chasis y partes externas de los equipos.

El grupo (3) se correspondería con una puesta a tierra de seguridad. Si un sistema está formado por varios circuitos analógicos, estos pueden tener una puesta a tierra siguiendo un esquema diferente al resto, siempre y cuando no comparta una impedancia común con las demás, especialmente con aquella que se identifica como la parte generadora de ruido. Un ejemplo se ilustra en la figura 5.18.

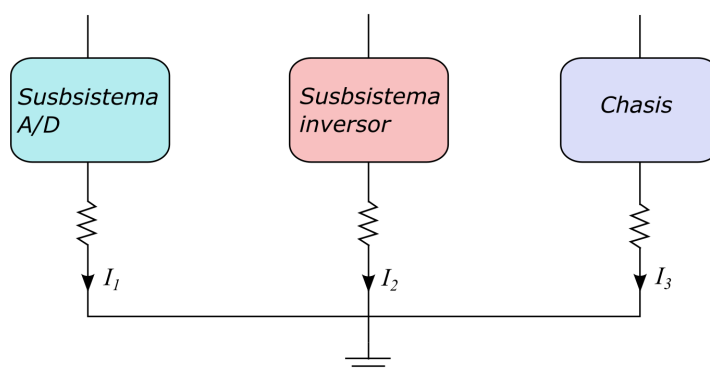


**Figura 5.18** Ejemplo de tierra combinada. Tres subgrupos con diferentes esquemas en paralelo entre ellos para evitar acoplamiento por impedancia común.

En el caso de estudio existe un circuito analógico, circuito digital, circuito ruidoso (PWM) y tierra de seguridad para chasis de componentes. Lo más recomendable sería un esquema centralizado en paralelo, también llamado radial, que se puede simplificar como en la figura 5.19, y que en el estado actual del equipo ya está siendo implementado. Es importante verificar que todas las conexiones a tierra se efectúan a un mismo punto y que los conductores de tierra o retorno están dispuestos alejados unos de otros, para evitar acoplamiento entre ellos. También es importante situar los conductores de tierra cercanos a la fuente de “ida” de la corriente, para formar un bucle lo más pequeño posible, de forma que se radie con menor potencia y el camino de retorno sea de menor impedancia. Un área de bucle de corriente más pequeño también disminuye la susceptibilidad [18].

### 5.5.2 Puesta a tierra de las pantallas

Las pantallas de los cables están pensadas para proteger ante los campos eléctricos y magnéticos, tal como se expuso en la sección 2.5. Sin embargo, la forma de la que éstas protegen depende en gran medida de la forma en que se conectan a tierra. En primer lugar, no ponerlas a tierra no supone ninguna protección. La discusión es sin duda sobre si conectarlas en un extremo o en dos. La conexión en más puntos solo sería necesaria en el



**Figura 5.19** Método de puesta a tierra elegido para el sistema.

caso de tener longitudes de cable eléctricamente grandes. Como se deduce en el punto 5.1, los conductores del sistema en estudio se pueden considerar eléctricamente pequeños.

El cable emisor, a la salida trifásica del convertidor, según se explicó en 5.3, es el único que se propone apantallar. Este cable, tal como muestra la gráfica, es susceptible de provocar acoplo tanto eléctrico como magnético en partes sensibles del sistema. Para conseguir que la pantalla desacople eléctricamente solo se necesita ponerla a tierra en al menos un extremo. Para conseguir que desacople magnéticamente es necesaria la misma corriente que genera el acoplamiento circulando en sentido contrario a través de la pantalla [15]. De esta forma, el campo magnético entre la pantalla y los conductores no se verá modificado, pero en el exterior de la pantalla se producirá cancelación de campos debida a la circulación de corrientes opuestas.

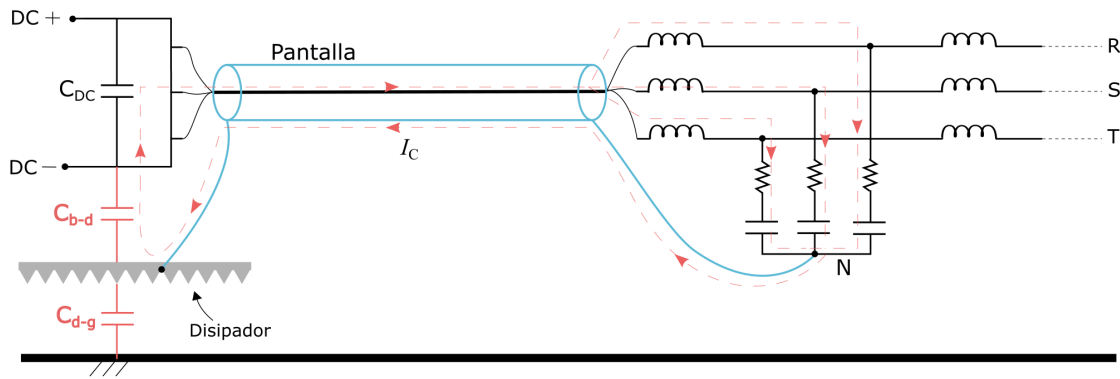
Las corrientes diferenciales de cada fase ya producirán cancelación entre ellas, además de que el área entre las fases es muy pequeña gracias a estar contenidas en un cable multipolar. Es por tanto la corriente en modo común la susceptible de generar el acoplamiento magnético.

Para hacer pasar dicha corriente por la pantalla se puede de nuevo hacer uso del punto neutro del filtro LCL. En este punto se conecta un extremo de la pantalla, mientras que el otro se conecta al disipador del inversor, que se encuentra puesto a tierra. De esta forma se cierra un bucle de corriente en modo común que permite desacoplar magnéticamente la línea.

Como se ha analizado en el punto 2.5, la radiación debida a un bucle de corriente depende del área que encierra. En este caso el área se ve muy reducida debido a que en el tramo de la línea, las corrientes de ida (por los conductores de fase) y la vuelta (por la pantalla) discurren por el mismo lugar eléctricamente hablando.

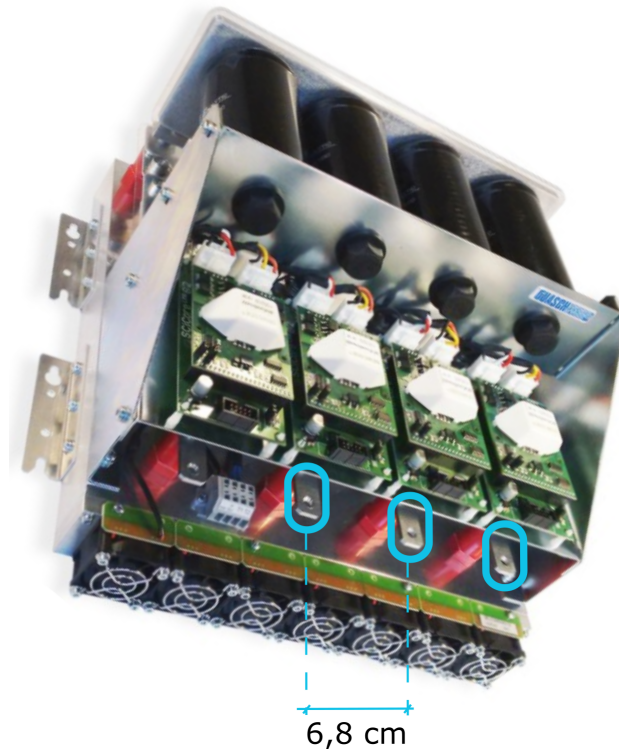
No hay que olvidar que los pequeños tramos que conectan los extremos con el neutro del LCL y el disipador, respectivamente, portan alta frecuencia y son susceptibles de radiar. Esta forma de conexión será más conveniente cuanto mayor sea la longitud del cable multipolar en comparación con los tramos de conexión de la pantalla a tierra. En la figura 5.20 se muestra la conexión de la pantalla de la forma propuesta.

Se aprecia la dificultad de evitar el acoplamiento con una conexión como la que ofrece este inversor. La separación entre la salida de las fases, mostrada en la figura 5.21, hace que exista un pequeño tramo donde la ventaja de usar un cable multipolar se pierde. Una opción podría ser blindar con una placa de material conductor, como el aluminio. Esta opción podría evitar el acoplamiento debido al campo eléctrico pero no al campo magnético, ya



**Figura 5.20** Técnica de puesta a tierra de la pantalla del cable a la salida trifásica del inversor.

que no habría forma de hacer pasar la corriente en modo común a través de dicho blindaje por un lugar geométrico que haga cancelar el campo que emana del conductor activo.



**Figura 5.21** Separación entre las fases a la salida del inversor.

Cabe apuntar que las pantallas de cables tienen una frecuencia de corte y que no presentan atenuación magnética a bajas frecuencias. En la figura 5.22 se muestran valores típicos que resultan de gran utilidad, ya que los fabricantes no suelen dar esta información. En el caso de estudio existe un gran rango de frecuencias para el que la pantalla tiene un efecto de atenuación.

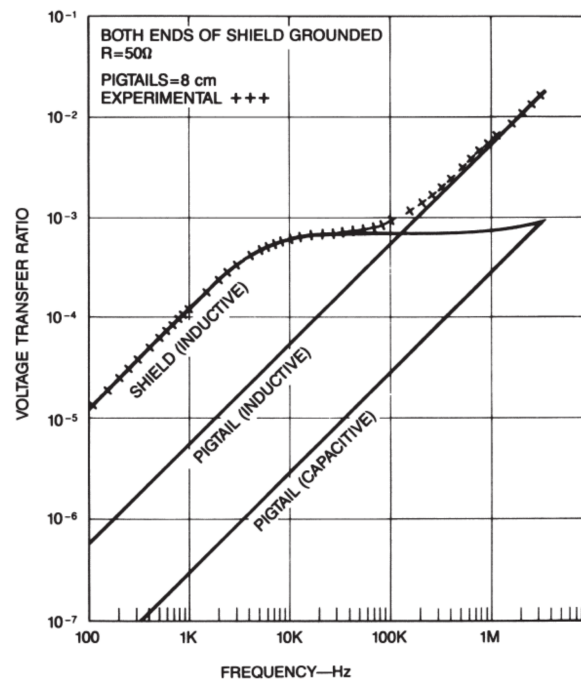
Por último, el camino de vuelta tiene una impedancia en la que computa tanto la pantalla como el cable que la conecta a los dos extremos, y por tanto también computa la propia conexión entre ambos. Una mala práctica muy común en este sentido es el uso de pigtailed.

Cable	Impedance ( $\Omega$ )	Cutoff Frequency (kHz)	Five Times Cutoff Frequency (kHz)	Remarks
Coaxial cable				
RG-6A	75	0.6	3.0	Double shielded
RG-213	50	0.7	3.5	
RG-214	50	0.7	3.5	Double shielded
RG-62A	93	1.5	7.5	
RG-59C	75	1.6	8.0	
RG-58C	50	2.0	10.0	
Shielded twisted pair				
754E	125	0.8	4.0	Double shielded
24 Ga.	—	2.2	11.0	
22 Ga. <sup>a</sup>	—	7.0	35.0	Aluminum-foil shield
Shielded single				
24 Ga.	—	4.0	20.0	

<sup>a</sup>One pair out of an 11-pair cable (Belden, 8775).

**Figura 5.22** Valores de la frecuencia de corte para distintos tipos de cable [16].

Esto consiste en enrollar la pantalla para después conectarla al cable de protección o tierra. Los pigtails aumentan en gran medida la resistencia, lo cual es conveniente evitar si se quiere que en el punto neutro del filtro LCL, que ahora es un divisor de intensidad, retorne una mayor magnitud de la corriente en modo común. El aumento del acoplamiento capacitivo e inductivo debido a pigtails se muestra en la figura 5.23.



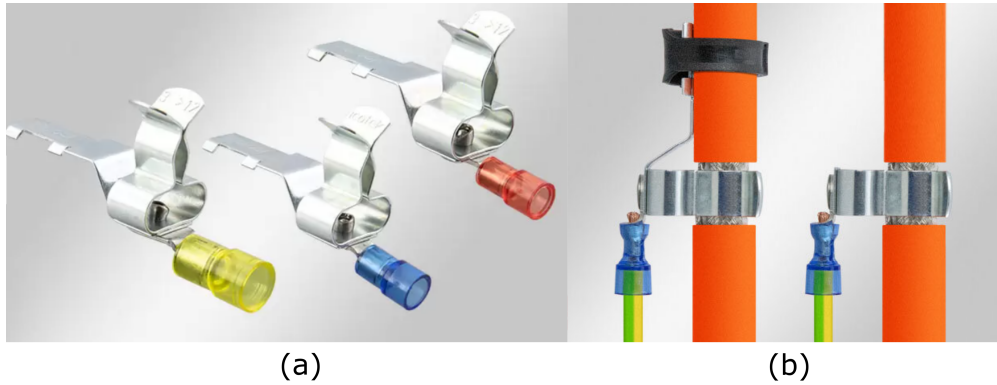
**Figura 5.23** Comparación del acoplamiento en presencia de una pantalla con pigtails de 8 cm en un cable de 3,7 m (C. Paul, 1980, Fig. 8a).

Se aprecia que la frecuencia de corte de la pantalla se encuentra alrededor de los 10 kHz y que, a partir de esta frecuencia, el acoplamiento es principalmente debido a la componente inductiva y debida a pigtails de 8 cm para un cable de 3,7 m. En el caso de estudio, con



una longitud de cable de unos 50 cm, pigtails de 1 cm podrían tener un efecto parecido, es decir, arruinar por completo el blindaje del cable.

Para evitar este efecto negativo se recomienda que la conexión de las pantallas sea a 360° En este trabajo se proponen clips como los de la figura 5.24 para conseguir una conexión sin pigtails.



**Figura 5.24** (a) Clips de la marca ICOTEK de conexión a 360° para evitar pigtails en la pantalla del cable propuesto y (b) un ejemplo de instalación.



## 6 Conclusiones y trabajos futuros

---

En el presente texto se ha desarrollado un análisis de la compatibilidad electromagnética de un sistema inversor conectado a la red. Se ha descrito el sistema objeto de estudio y se han expuesto las causas que motivan el emprendimiento de este estudio. Se ha explicado cómo se genera el modo común y diferencial de las interferencias y el origen de la alta frecuencia. Posteriormente se han hecho mediciones y se han propuesto mejoras, que se resumen en la tabla 6.1, donde se hace una lista de las medidas y la mejora que se espera de cada una.

**Tabla 6.1** Resumen de las mejoras propuestas en este trabajo.

Medida	Mejora
Elaboración de un modelo de ruido	Aumento del control sobre las EMI en el equipo, permitiendo su estimación ante cambios y el diseño de filtro
Filtro de modo común	Atenúa la magnitud de las EMI en modo común conducida hacia la red y disminuye la radiación debido al acortamiento del tramo que recorre dicha componente de EMI.
Cable multipolar apantallado a la salida alterna del convertidor	Cancelación de campos electromagnéticos generados por el modo diferencial y desacoplo eléctrico y magnético gracias a la pantalla puesta a tierra en dos extremos.
Puesta a tierra radial	Evita el acoplamiento por impedancia común.
Reubicación de componentes	Dificulta que la radiación llegue a producir acoplo gracias a que la geometría es desfavorable para ello. Facilita la instalación del cable propuesto y su puesta a tierra.

Este trabajo se puede considerar un estudio previo, por lo que todo el trabajo posterior abarcará tanto la toma de decisiones como la ejecución final de las medidas propuestas en el capítulo 5. Además, gracias a la toma de datos mostrada en el capítulo 4, este texto servirá a posteriori para la comparación de los resultados y la evaluación de la magnitud de la mejora. Por otro lado, se propone la siguiente lista de trabajos futuros para completar las acciones en términos de compatibilidad electromagnética:

1. Caracterización completa del modelo de ruido propuesto en el punto 5.1.

2. Mediciones de radiación en cámara anecoica.
3. Conexión de LISN.
4. Redacción de un documento de guía de instalación de cableado.

En cuanto a (1), será necesario caracterizar cada capacidad parásita haciendo uso de la instrumentación apropiada, un medidor LCR, con un rango frecuencial de medida de hasta 10 MHz. Para (2), se hará uso de la cámara anecoica del departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Sevilla. En (3), la LISN se dispondrá a la salida del filtro LCL, y se utilizará para imponer una impedancia conocida a la red. Esto permite comprobar si se cumplen las limitaciones que impone la norma para convertidores conectados a la red, aislar el equipo de la red para que la medida de interferencias no se vea perturbada, y hacer cálculo mediante el modelo de ruido, ya que de otra forma no se conocería la impedancia de la red y no se podría calcular. Es factible la construcción de una LISN, ya que se conoce cómo debe ser su circuito y está compuesta de elementos pasivos, de los que se dispone en el departamento. No obstante, existen en el mercado LISNs más complejas, que además permiten la separación de la medida de las componentes diferencial y común, lo cual es útil para hacer diseño de filtro. Por último, y ya que se han propuesto cambios importantes como la conexión a tierra de las pantallas, con (4) se busca que toda la información necesaria para la instalación del cableado del armario quede reflejada en un documento. Esto es necesario para agilizar el proceso, ya que se prevé el montaje de más convertidores en el futuro.

# Índice de Figuras

---

1.1	Réplica del spark-gap usado en 1914	3
1.2	Señal de control del sistema objeto de estudio con un efecto de ringing	4
1.3	Transistor IGBT del sistema objeto de estudio destruido debido a un cortocircuito	4
2.1	Agentes que intervienen en un problema de EMC	8
2.2	Las 4 situaciones de EMI: (a) emisión radiada; (b) susceptibilidad a EMI radiada; (c) emisión conducida; (d) susceptibilidad a EMI conducida	9
2.3	Modos (a) diferencial y (b) común de la corriente EMI	10
2.4	Esquema simplificado de una LISN típica. En particular la usada en la norma MIL-STD-461	12
2.5	Sala de ensayos semianecoica lista para testear una moto. Instalaciones e imagen de la empresa DEKRA	13
2.6	Esquema de campo eléctrico máximo debida a la componente diferencial	14
2.7	Dominio frecuencial de la emisión radiada debida a una corriente en modo diferencial generada por un tren de pulsos	16
2.8	(a) Efecto de cancelación de campos en un punto equidistante y (b) ubicación del campo máximo en el plano de los conductores	17
2.9	Ejemplos de malas distribuciones de corriente formando bucles de gran tamaño (a) sobre una PCB o (b) en un cable de señal plano con (c) una mejor solución	18
2.10	Esquema para la estimación del campo eléctrico generado por la corriente en modo común	19
2.11	Esquema para la estimación del campo eléctrico generado por la corriente en modo común	20
2.12	Esquema simplificado para la estimación de las tensiones y corrientes inducidas por una onda plana y uniforme	21
2.13	Acoplamiento capacitivo entre dos conductores con uno de ellos apantallado	22
2.14	Acoplamiento inductivo entre dos conductores con uno de ellos apantallado. La pantalla se representa como un conductor independiente por claridad	23
2.15	Frecuencia de corte que presenta una pantalla ante campos magnéticos	24
2.16	Circuito equivalente para (a) acoplamiento eléctrico y (b) acoplamiento inductivo	24
3.1	Armario eléctrico objeto de estudio	25
3.2	Diagrama de las diferentes partes del sistema objeto de estudio	26
3.3	Forma simple de ilustrar la generación de señales con la técnica PWM	27

3.4	Armónicos generados por una señal trapezoidal	27
3.5	En redes trifásicas, los armónicos de rango 3 y sus múltiplos se encuentran en fase	28
3.6	Esquema unifilar de potencia	28
3.7	Formas de onda de la tensión de salida para (a) un inversor de dos niveles y (b) un inversor de tres niveles	30
3.8	Esquema de control del sistema	31
3.9	Normas que cumplen las fuentes de continua del sistema	31
4.1	Armónicos de 50 Hz del sistema	33
4.2	Puntos de medición del primer ensayo en modo diferencial	34
4.3	Resultados del primer ensayo en modo diferencial para cargas de (a) 0 A, (b) 10 A y (c) 20A	35
4.4	Puntos de medición del segundo ensayo en modo diferencial	36
4.5	Resultados del segundo ensayo en modo diferencial para cargas de (a) 0 A, (b) 10 A y (c) 20A	37
4.6	Puntos de medición del segundo ensayo en modo común	38
4.7	Resultados del ensayo en modo común para cargas de (a) 0 A, (b) 10 A y (c) 20 A	39
4.8	Curva de impedancia de transferencia para una pinza amperimétrica de Fischer Custom Communication	40
4.9	Límites para las emisiones conducidas según la CISPR 22, productos de clase A (AV=Average; QP=Quasi Peak)	41
5.1	Los anchos de pulso de cada fase en una aplicación PWM se superponen y dan lugar al voltaje en modo común	45
5.2	Esquema de un posible modelo de ruido del convertidor en estudio	45
5.3	$V_{CM}$ generada según esquema PWM de [13]	46
5.4	$V_{CM}$ generada según esquema PWM de [4]	46
5.5	Ejemplo de medición de impedancias en función de la frecuencia. Resultados obtenidos en [23]	47
5.6	Esquema de un filtro de red conectado a una LISN	48
5.7	Definición de pérdidas de inserción: (a) Voltaje de la carga sin filtro y (b) con filtro	49
5.8	Curvas de atenuación típicas para el modo (a) diferencial y (b) común de la corriente	50
5.9	Forma sencilla de separar la medida del (a) modo común del (b) modo diferencial con una pinza amperimétrica	50
5.10	Filtro en modo común entre el neutro del LCL y el disipador de calor del convertidor	51
5.11	De izquierda a derecha, orden de preferencia a la hora de elegir un cable multipolar desde el punto de vista de la simetría	52
5.12	Cable elegido para la salida de alterna del inversor objeto de estudio	53
5.13	Perspectiva de la nueva distribución del armario según criterio EMC	54
5.14	Vista frontal de la nueva distribución del armario según criterio EMC	55
5.15	Método de puesta a tierra según esquema centralizado (a) en serie y (b) en paralelo	57
5.16	Método de puesta a tierra según esquema distribuido	58
5.17	Método de puesta a tierra según esquema híbrido	58
5.18	Ejemplo de tierra combinada. Tres subgrupos con diferentes esquemas en paralelo entre ellos para evitar acoplamiento por impedancia común	59
5.19	Método de puesta a tierra elegido para el sistema	60
5.20	Técnica de puesta a tierra de la pantalla del cable a la salida trifásica del inversor	61

---

5.21	Separación entre las fases a la salida del inversor	61
5.22	Valores de la frecuencia de corte para distintos tipos de cable [16]	62
5.23	Comparación del acoplamiento en presencia de una pantalla con pigtails de 8 cm en un cable de 3,7 m (C. Paul, 1980, Fig. 8a)	62
5.24	(a) Clips de la marca ICOTEK de conexión a 360° para evitar pigtails en la pantalla del cable propuesto y (b) un ejemplo de instalación	63





# Bibliografía

---

- [1] *Mil-std-188-124b, grounding, bonding and shielding*, (1992).
- [2] *Cispr 17 measurements, 50Ω / 50Ω versus 0.1Ω / 100Ω*, (marzo 1996).
- [3] Michael Andersen, Dennis Nielsen, and O.C. Thomsen, *Separation of common and differential mode conducted emission: Power combiner/splitters*, 01 2012.
- [4] S. Das and G. Narayanan, *Novel switching sequences for a spacevector- modulated three-level inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics **59** (2012), no. 3, 1477–1487.
- [5] G. Felic and R. Evans, *Study of heat sink emi effects in smps circuits*, 2001 IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility (Cat. No.01CH37161), vol. 1, 2001, pp. 254–259 vol.1.
- [6] D. Francesc, *El mito de las interferencias en modo común*, Revista Española de Electronica (2014).
- [7] ———, *Historia de las interferencias (EMI)*, Revista Española de Electronica (2016).
- [8] ———, *El cable entre el inversor y el motor según la cem*, Revista Española de Electronica (2020).
- [9] ———, *Las interferencias generadas por los inversores de frecuencia*, Revista Española de Electronica (2020).
- [10] Srinivas Gulur, Vishnu Mahadeva Iyer, and Subhashish Bhattacharya, *A cm filter configuration for grid-tied voltage source converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics (2019), 1–1.
- [11] Adam Kempinski, Robert Smolenski, and Ryszard STRZELECKI, *Common mode current paths and their modeling in pwm inverter-fed drives*, vol. 3, 02 2002, pp. 1551 – 1556 vol.3.
- [12] Keith Szoulsha Ling Jiang, Frank Wang and Kurk Mathews, *A practical method for separating common-mode and differential-mode emissions in conducted emissions testing*, Analog Devices **55** (2021).

- [13] B.P. McGrath, D.G. Holmes, and T. Lipo, *Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics **18** (2003), no. 6, 1293–1301.
- [14] Ralph Morrison, *Grounding and shielding, circuits and interference*, 5 ed., John Wiley and sons, 2007.
- [15] Henry W. Ott, *Ground - a path for current flow*, 1979 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1979, pp. 1–4.
- [16] Henry W. Ott, *Electromagnetic compatibility engineering*, 1 ed., John Wiley and sons, 2009.
- [17] C. Paul and K. Hardin, *Diagnosis and reduction of conducted noise emissions*, IEEE 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (1988), 19–23.
- [18] Clayton R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*, 2 ed., John Wiley and sons, 2006.
- [19] Mónica Pietzsch García, *Convertidores cc/ca para la conexión directa a red de sistemas fotovoltaicos: comparación entre topologías de 2 y 3 niveles*, ETSEI de Barcelona, 2004.
- [20] Aboubakr Salem and Mohammed Abido, *T-type multilevel converter topologies: A comprehensive review*, Arabian Journal for Science and Engineering **44** (2018).
- [21] Chunyu Wu, Ze Sun, Qiaolei Huang, Yansheng Wang, Jun Fan, and Jing Zhou, *A method to extract physical dipoles for radiating source characterization and near field coupling estimation*, 2019 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Power Integrity (EMC+SIPI), 2019, pp. 580–583.
- [22] Kenneth Wyatt, *Measuring common mode versus differential mode conducted emissions*, abril 2017.
- [23] Huan Zhang, Shuo Wang, and Joonas Puukko, *Common mode emi noise modeling and prediction for a three-phase, three-level, grid tied photovoltaic inverter*, 2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (AP EMC), vol. 01, 2016, pp. 1188–1194.